



TITLE:

サイリスタを用いた電動機の運転
制御法に関する研究(
Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

隈元, 昭

CITATION:

隈元, 昭. サイリスタを用いた電動機の運転制御法に関する研究. 京都大学, 1983, 工学博士

ISSUE DATE:

1983-09-24

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r5081>

RIGHT:

サイリスタを用いた電動機の 運転制御法に関する研究

昭和58年4月

隈 元 昭

サイリスタを用いた電動機の 運転制御法に関する研究

昭和58年4月

隈 元 昭

DOC
1983
11
電気系

内 容 梗 概

近年、電力用トランジスタおよびサイリスタを中心とする電力用半導体素子定格の向上には著しいものがあり、制御回路レベルでの集積回路技術の進展およびマイクロコンピュータに代表される制御機能素子のインテリジェンス化と相まって、いわゆるパワー・エレクトロニクスの開花を迎えていることは周知のとおりである。この結果、電動機の運転制御の分野においても、従来の直流電動機のワードレオナード方式がサイリスタ整流器を用いた静止レオナード方式に置き換えられたことに端的に示されるように、電力用半導体素子を利用した各種電動機の運転制御方式は確実な発達を遂げつつある。

しかしながら、高精度の定速度運転が要求されるような場合の電動機運転制御法としては、同期電動機の一次周波数制御のほか非同期電動機に対しては僅かにPLL制御方式などが知られている程度であり、また、電気自動車駆動用電動機の高速度運転に関する研究も十分になされているとはいえない状況にある。電動機が多機同時運転制御についても一部を除いて未だ初期段階にあるものと考えられる。このように、電力用半導体素子を用いた電動機の運転制御方式の開発は今後の進展に期するところが多いが、これらはいずれも半導体素子のオン・オフによる電力の断続制御を利用することから、回路構成の複雑化に伴って解析上の困難さも益々増大するものと思われる。

本論文はこのような現状を背景として、サイリスタを中心とする電力用半導体素子を用いた各種電動機の新しい運転制御法を開発し、さらに、これらの解析を目的とした汎用化シミュレーション手法に関する研究の成果をまとめたものである。

第1章では、序論として本研究に関連して主に従来の電動機運転制御方式を概括しその問題点を考察した後、本論文で提案する電動機運転制御方式の目的および背景を明らかにする。

第2章では、強制転流機能を有するサイリスタ整流器で直流他励電動機を駆動する回路を用いて、電動機軸に直結したシャフト・エンコーダから得られるパルス列を直接整流器の点弧信号として利用し、電動機を交流電源周波数の分数倍の同期回転数で運転する定速度運転方式について述べる。本方式は一種のPLL制御方式と考えることができるが、従来のPLL方式では一般に線形動作する電力変換器を必要とするうえ、同一電源系統に接続される複数電動機の同時同期運転が困難であった。これに対し本方式では電力変換器自体の出力電圧特性を効果的に利用して、系の安定化作用を自制的に実現するものであり、主回路構成は極めて簡単化され、

上述の複数電動機の同期化も容易に実現される。本章では整流器の強制転流を考慮した定常状態の解析式に基づいて、定常動作点近傍における微小変動諸量間に成立する関係を明らかにし系の安定性について検討する。さらに、これらの結果を実験と対比して本方式の基本的諸特性が本解析により得られることを示す。

第3章では、同様の制御原理を誘導電動機に適用する手法について述べる。本章では電動機の一次側および二次側のいずれを制御する場合についても、強制転流形の電力変換器を使用した自制式の同期化運転が実現可能であることを示す。一次側制御方式は基本的には電動機一次巻線と直列に強制転流形の電力変換器を用いて逆起電力を挿入し、エンコーダから得られるパルス列で電力変換器を動作させることによりこの逆起電力の値を自制的に制御するものである。本章の後半では二次側制御に固有の制御法として、二次周波数を強制的に外部信号周波数に固定する同期化運転方式を提案する。この場合に得られる同期設定回転数は外部信号周波数によって一意に決定され、交流電源に同期した信号を外部信号として利用すると容易に同一電源系統に接続される複数の誘導電動機の同時同期化運転が可能となる。本章ではこれらの二方式について解析および実験の両面からその特徴を明らかにし、安定な同期化運転の可能な負荷トルク範囲は二次側制御方式を用いた場合のほうが一次側制御方式に対して一般に広いことを示している。

第4章では、電気自動車の駆動用電動機の一例として無整流子電動機を対象としてその高速運転について述べる。本方式は従来の無整流子電動機と同一の主回路構成を利用しているが、インバータの制御方法を変更し電機子電流による回転磁界と励磁磁界の回転方向を従来方式と逆にすることによって、同一インバータ周波数で比較した場合の回転数を従来方式に比べて高めた倍速無整流子電動機である。したがって、回転数が同一である場合にはインバータの動作周波数が従来方式に比べて半減することから転流損失も減少する。本章では、主回路構成が従来の無整流子方式と同一であることを利用し、起動時においてはこれを従来方式で運転し回転数の上昇に伴って倍速電動機へと電動機運転モードを変更する手法を明らかにする。さらに、本方式と従来方式の回転数および電動機発生トルクを数式的に比較し、その類似点および相違点を考察する。また、無負荷回転数がほぼ同一となるように倍速無整流子電動機方式と従来方式を制御した場合の負荷特性の実験結果から、電気自動車のように利用可能な電源電圧の値が制限されている場合には本方式が従来方式よりも高速運転用途に適したものであることを示す。

第5章では、直流複巻電動機を用いた力行・回生の2象限運転方式についてその回路構成および電気自動車を想定した定トルク運転制御法を述べる。本方式は従来の分巻電動機に対する電機子・界磁同時制御を直巻界磁を強めた複巻電動機に適用するものである。複巻電動機を用

いることによって、力行および回生制動時の定トルク運転がチョップのデューティ・ファクタを回転数に対して比較的単調に制御すると容易に実現されることを明らかにし、さらに、本方式の特徴を生かした電動機の直巻および分巻両界磁の設計方針について検討している。また、従来の電機子のみをチョップ制御する方式に比較して本方式が電動機の一回の始動あたりの省エネルギー化を実現するものであることを示す。

第6章では、電動機が多機同時運転制御に関して無人搬送車走行用電動機の二機同時運転について述べる。従来、この種の電動機運転は左右の両電動機をそれぞれ独立のチョップ回路で制御しているが、電力変換回路を単純化する目的で本章ではトランジスタ6個を用いた3アームトランジスタチョップ方式を開発し、実規模の試作車輻による走行実験結果からその有効性を確認している。また、無人搬送車走行時の誘導方法に関しては現在床面工事を要する電磁誘導あるいは光学式の誘導が実施されている。この方式は床面工事の煩雑さ、コース変更の柔軟性の欠如を考えると可能な限り自立運転に近づけることが望ましい。本章では、特に回転走行を中心により少い外部情報によって車輻の走行を実現する手法について考察し、マイクロコンピュータを使用した制御アルゴリズムとその結果を示している。

第7章では、サイリスタ回路の汎用化アナログシミュレーションについて、小信号用サイリスタなどの実素子を利用してシミュレーション回路構成を単純化する方式を述べる。従来、数多くのアナログシミュレーション手法が開発されているがこれらはいずれも一長一短を有し、小規模の計算機を用いたシミュレーションを可能にするものでは無い。このような観点から、本章では実素子の非線形スイッチング特性を演算増幅器と有効に組み合わせることによって、解析対象とする回路の巨視的動作のシミュレーションを可能とする手法を提案している。また、LC共振転流を用いた基本チョップ回路で運転される直流直巻電動機の起動現象の数値例などによって、本方式が転流回路動作も含めて電力変換器・電動機制御系へも適用可能であることを示す。

第8章では、サイリスタ回路の汎用化デジタルシミュレーションについて、回路中のL・C素子の動的特性を素子レベルで台形積分公式を用いて離散化し、スイッチ素子とそのオン・オフに対応した二値抵抗素子とみなしてシミュレーションを実施する方式を述べる。一般に、台形積分公式をサイリスタ回路の過渡解析に適用する場合には、スイッチ素子のモード変化時点におけるすべてのL・C素子の電圧・電流値を求める初期値解析が必要である。本章では、この初期値解析が原グラフの適切な枝を開放除去あるいは短絡除去することにより実行されることを示す。さらに、強制転流方式の無整流子電動機駆動用インバータにおける回生動作現象の数値例などによって、本方式のシミュレーションの有効性を確認する。

第9章では，結論として本論文で述べた電動機運転制御方式とシミュレーション技法に関する主要な成果を要約する。

目 次

内容梗概	i
第1章 序 論	1
第2章 直流他励電動機の同期化運転	6
2.1 緒言	6
2.2 回路構成と動作原理	7
2.2.1 回路構成	7
2.2.2 動作原理	8
2.3 定常状態の解析	9
2.3.1 瞬時転流を仮定した近似解析	9
2.3.2 強制転流を考慮した解析	9
2.4 定常解の安定判別	10
2.4.1 エンコーダの伝達特性	11
2.4.2 瞬時転流を仮定した近似解析	12
2.4.3 強制転流を考慮した解析	15
2.5 実験および計算結果	18
2.5.1 負荷特性	18
2.5.2 同期特性	19
2.5.3 負荷範囲の拡大と安定性向上策	21
2.6 整流器構成の検討	24
2.7 結言	25
第3章 誘導電動機の同期化運転	27
3.1 緒言	27
3.2 誘導電動機の自制式安定化制御法	28
3.2.1 一次側制御法	28
3.2.2 二次側制御法	30
3.3 自制式一次電圧制御方式による同期化運転	30
3.3.1 回路構成と動作原理	30

3.3.2	始動および同期引込み方法	32
3.3.3	定常状態の解析	32
3.3.4	安定性解析	35
3.3.5	実験結果	36
3.4	二次側制御方式による同期化運転	38
3.4.1	回路構成と動作原理	38
3.4.2	始動および同期引込み方法	39
3.4.3	定常状態の解析	40
3.4.4	安定性解析	41
3.4.5	実験結果	44
3.5	結言	46
第4章	倍速無整流子電動機方式による同期電動機の高速運転	49
4.1	緒言	49
4.2	回路構成と動作原理	50
4.2.1	回路構成	50
4.2.2	動作原理	51
4.2.3	電動機運転モードの切換方法	52
4.3	特性解析	53
4.3.1	倍速無整流子電動機の諸特性	53
4.3.2	従来方式との比較	57
4.4	実験結果	58
4.4.1	無負荷特性	58
4.4.2	負荷特性	60
4.4.3	運転モード変化時の過渡特性	63
4.5	結言	64
第5章	電気自動車用直流電動機の2象限運転	66
5.1	緒言	66
5.2	回路構成と動作原理	67
5.2.1	回路構成	67
5.2.2	動作原理	68
5.3	運転特性の近似解析	69

5.3.1	力行動作特性	69
5.3.2	回生動作特性	77
5.4	電動機定数の考察	81
5.5	実験および計算結果	84
5.5.1	実験回路構成	84
5.5.2	力行動作特性	84
5.5.3	回生動作特性	85
5.6	結言	87
第6章	無人搬送車走行用電動機の二機同時運転	89
6.1	緒言	89
6.2	無人搬送システムと走行モード	90
6.2.1	無人搬送システム構成	90
6.2.2	ACの走行モード	91
6.3	二機制御用チョッパ回路	92
6.3.1	チョッパ回路構成	92
6.3.2	チョッパ制御パターン	93
6.4	試作ハードウェア回路	95
6.4.1	マイコンの入出力信号	95
6.4.2	エンコーダパルス入力回路	96
6.4.3	電流制御回路	97
6.5	試作ソフトウェア	98
6.5.1	速度制御アルゴリズム	98
6.5.2	回転走行制御アルゴリズム	99
6.5.3	プログラムの入力データ	101
6.6	走行実験結果と検討	102
6.6.1	実験装置の概要	102
6.6.2	実験方法	102
6.6.3	実験結果	105
6.7	結言	109
第7章	サイリスタ回路のアナログシミュレーション	111
7.1	緒言	111

7.2	サイリスタ回路におけるシミュレーションの意義	112
7.3	アナログシミュレーションの諸方式とその問題点	113
7.4	ターンオフタイムを考慮したアナログシミュレーション	115
7.4.1	シミュレーションの原理	115
7.4.2	複数サイリスタ回路のシミュレーション	118
7.5	実素子を用いたサイリスタ回路のアナログシミュレータ	119
7.5.1	ダイオードシミュレータの構成法	120
7.5.2	サイリスタシミュレータの構成法	121
7.5.3	シミュレータの安定性について	125
7.5.4	計算例	126
7.6	結言	134
第8章	サイリスタ回路のデジタルシミュレーション	136
8.1	緒言	136
8.2	台形積分公式を用いた電気回路網の過渡解析	137
8.2.1	台形積分公式の電気回路網解析への適用	137
8.2.2	RLC回路網の一般解析	139
8.2.3	RLCM回路網の一般解析	141
8.3	サイリスタ回路の過渡解析	142
8.3.1	半導体素子のモデル化	142
8.3.2	モード変化時の初期値解析	143
8.3.3	RLC回路網の初期値解析	144
8.3.4	RLCM回路網の初期値解析	148
8.4	シミュレーションプログラムの概要	149
8.5	計算例	152
8.6	結言	160
第9章	結 論	161
参 考 文 献		164
謝 辞		172

第 1 章 序 論

サイリスタ応用を中心とするいわゆるパワー・エレクトロニクス技術の最近の進展には著しいものがあり、電動機の運転制御方式の開発も飛躍的な発達を遂げつつある。この背景としては、サイリスタが微小なゲート信号電流によって大電力の制御を可能としたこと、オン・オフの許容サイクルが大きく高周波動作が可能であること、機械的な接点に対して無接点化が実現され信頼性が向上したことなどが考えられている⁽¹⁾。現在では、大電力トランジスタ、GTO、大電力FET、さらには静電誘導形サイリスタなど一連の電力用半導体素子が利用可能であり⁽²⁾、その特性に応じてこれらを有効に使用した電動機運転方式が今後共数多く開発されていくものと思われる。

他方、マイクロコンピュータの出現に代表される半導体集積回路技術の急速の発達によって、従来のアナログ制御系はデジタル制御系へ取って代られつつある。この結果、電動機の運転制御においても従来の制御系を単にデジタル化するのみで無く、高度のインテリジェンス化によって従来不可能であった高性能制御方式が検討されるようになった⁽³⁾。このような傾向はそれ自身極めて好ましいものである。しかしながら、デジタル制御方式を用いることによって特定の電力変換器・電動機駆動系に備わる能力を可能な限り利用することは可能であっても、その電力変換器・電動機駆動系に固有の欠点を補うことは不可能といえよう。したがって、トランジスタPWMインバータ、直列ダイオード方式電流形インバータなどに代表されるほぼ確立された電力変換回路を一構成要素として利用し、デジタル制御方式を用いてシステム全体の制御性能の向上を促進する方向と同時に、電力変換器自体のさらなる検討⁽⁴⁾あるいは、電力用半導体を用いた駆動に適した電動機設計の考察⁽⁵⁾などが今後共重要な課題である。

このような観点から電動機の運転制御系を考察すると、主として電動機の精密な定速度運転、電気自動車などへの応用を目的とした蓄電池電源による電動機制御、あるいは複数電動機の同時制御など、本論文で考察しているような分野においては未だに十分な検討がなされているとはいえないものと思われる。

電動機の運転を速度制御の視点で考えると可変速運転と定速度運転に分けられる。前者は上述した大電力レベルでの半導体素子の電力・高速化と小電力レベルでの制御機能素子の高集積化・高性能化により、急速な進展を成しつつある分野である。たとえば、直流電動機の古典的な制御法であるワードレオナード方式はすでにサイリスタ整流器を利用した静止レオナード

に置き換えられ、⁽⁶⁾その速応制御方式の開発、⁽⁷⁾軽負荷時の電機子電流の断続を考慮した非線形補償⁽⁸⁾など多くの研究がある。同様に誘導電動機を用いる方式については、巻線形誘導電動機を対象とした大容量機の二次励磁を始めとして、かご形誘導電動機の各種インバータ制御のほか、⁽⁹⁾励磁電流とトルク電流を独立に制御するベクトル制御方式の高速応答制御⁽¹⁰⁾など、電動機制御の中心的課題であるといえよう。また、同期電動機の可変速駆動はかつてのサイラトロンモータの時代からサイリスタを使用した無整流子電動機として実用化への第一歩を踏み出し、⁽¹¹⁾以来、転流限界・電機子反作用・電機子利用率その他の主として閉ループ制御時の検討を経て、⁽¹²⁾⁻⁽¹⁵⁾現在では閉ループ制御時の整流器コンバータを含めた最適制御⁽¹⁶⁾へと進み、実用的な交流可変速運転方式として産業界のあらゆる分野で使用されるに至った。⁽¹⁷⁾

しかしながら、これらの可変速運転は一般に回転計を用いて電動機の手速度制御を実施するので、保守の容易な交流回転計の場合には通常整流リップルを生じることなどを考慮するとその検出精度に問題がある。そこで、高精度の定速度運転が要求されるような場合の電動機運転方式として、電動機の回転数のみならず回転子の回転位相をもフィードバックするPLL制御方式が検討された。⁽¹⁸⁾⁻⁽²²⁾本方式によれば極めて良好な定速度運転が実現される。電力変換器はサイリスタ整流器の制御角に対する出力電圧特性に代表されるように非線形特性を有するものが多く、上述のPLL制御方式ではこの線形化補償が必要となる。また、複数電動機を同時運転する場合には基準発振器の同期をとることが必要であるなどの欠点が考えられる。現在までに報告されたPLL制御方式は通常特定の電力変換器・電動機駆動系が与えられたものとしてその速度制御を検討したものである。これに対し、本論の初めに述べたように電力変換器の特性を検討し直すことにより、異なる形式の定速度運転が実現されるであろう。このような試みとしては、直流電動機のチョップ駆動に適用された例があるが、⁽²³⁾直流電動機のサイリスタ整流器駆動あるいは誘導電動機への適用例は見当たらない。

そこで、筆者は強制転流形サイリスタ整流器の制御角に対する出力電圧特性を有効に利用して、電力変換器自体を自制的に制御することにより系を安定化した直流他励電動機の同期化運転に関して検討した。⁽²⁴⁾⁻⁽³¹⁾本方式によると極めて簡単な回路構成で整流器の交流電源周波数と一定の関係にある同期回転数で電動機を定速運転できる。また、電動機の回転位相は交流電源位相とサイリスタ整流器内部で位相比較される結果、従来のPLL方式の発振器・位相比較器および線形化補償が不必要となるうえ、同一電源系統に接続される複数電動機の同時制御も容易に可能となる。このような非同期電動機の同期化運転は、すでに確立された電力変換回路技術を利用しているが、従来看過されてきたとも思える電力変換特性を効果的に用いて始めて実現されるものである。同様の手法はかご形および巻線形誘導電動機のいずれに対しても適用

可能である。⁽³²⁾⁻⁽³⁶⁾ 本研究では、中性点分離整流方式⁽³⁷⁾の直流電圧を電動機軸に直結したエンコーダから得られるパルス列で自制的に制御する一次電圧制御方式と、巻線形の特徴を生かした二次周波数を外部信号周波数に強制的に固定する同期化運転方式について、それぞれの回路構成および解析式ならびに実験結果を述べる。

産業用電動機の設置環境は圧倒的に据置式が多く、配電系統が交流であることからサイクロコンバータを利用した大容量電動機の交流電源駆動などと共に、整流直流電圧を制御した可変直流電源による電動機運転が数多く研究されてきた。他方、電気自動車のような移動用車輛の駆動源としては、鉄道用車輛を除外すると現在のところ鉛蓄電池に依存しており、高効率でエネルギー消費も少くかつ低価格の電動機運転装置の開発が必要不可欠である。このような電気自動車駆動装置としてはインバータを用いた誘導電動機方式の利用が重要課題であると考えられるが、⁽³⁸⁾ 誘導電動機は比較的効率でありかつ起動トルクが小さいこと、および、価格上の制限などから現在のところ直流電動機方式が主流をなしている。⁽³⁹⁾⁻⁽⁴²⁾ また、同期電動機を用いる無整流子電動機方式は応答速度が速く制御性に優れ、クローボール磁極回転子の採用によって完全無接点化も可能であることから、誘導電動機と共に今後の電気自動車への応用が期待される。

無整流子電動機の中でも電機子巻線の誘導起電力をインバータの転流電圧に利用する自然転流形は、使用回路素子数も少く経済性・信頼性に優れたものである。一般に、この種の無整流子電動機の回転数は近似的に直流電源電圧に比例し界磁電流およびインバータの進み制御角の余弦に逆比例する。したがって、電動機を小形化するための高速回転を実現するには、電源電圧を高めるか界磁電流を減少させる、あるいは制御角を増加させることが必要となる。電気自動車では通常充電時を考慮して電源には低電圧の蓄電池が使用され、また、界磁電流を減少させることは電動機発生トルクの低下を意味する。さらに制御角の値は電機子反作用および転流重なり現象に起因する転流余裕角を考慮し、かつ、インバータ動作を保証するためにその上限値が制限されることからその値を大きく変化することはできない。このように、従来方式の無整流子電動機の高速運転には検討の余地があり、高速運転に適した電動機運転方式の開発が望まれる。⁽⁴³⁾ そこで、筆者らは従来方式のインバータの動作モードに着目してこれを変更することにより、同一インバータ周波数で比較してより高速運転の可能な倍速無整流子電動機方式について、その基本的な諸特性を従来方式と比較して明らかにした。^{(44),(45)} その結果、本方式が利用可能な電源電圧の値が制限されている場合の高速運転装置として、従来方式より適したものであることが明らかとなった。

直流電動機を用いた電気自動車用駆動装置はかつての直巻電動機から回生制動が容易で制御

性の優れた分巻電動機へと移行し、現在では電気自動車運転をシステム工学的見地から解析する試みへと進展している。^{(46), (47)}同時に、省エネルギーの観点からの複巻電動機の提案⁽⁴⁸⁾にみられるようなハードウェアに重点を置いた研究も進行中であり、ハードおよびソフトの両面から最適な電動機運転方式が要求されている。電気自動車用駆動装置としては始動および速度制御回路を無損失化して効率を高めると同時に、頻繁な加減速を考慮して回生制動方式によって従来の内燃機関方式に類似した制動作用を実現することが望ましい。⁽⁴⁹⁾本研究では、従来の複巻電動機より幾分直巻界磁を強めた複巻電動機を用いて電機子・界磁同時制御を行う方式に関して述べ、定トルク力行・回生運転が比較的容易に実現できることを明らかにする。⁽⁵⁰⁾⁻⁽⁵²⁾

移動用車輛のうちでも鉄道用の電動機運転方式は早くからパワー・エレクトロニクス技術を採用した研究が進み、チョップ制御電車の実用化を始めインバータ・誘導電動機駆動方式による電気車も開発されてきた。特に後者においては、単一のインバータで複数の誘導電動機を運転する試みが検討され、左右両車輪の径間不平衡の走行過渡特性に及ぼす影響などが考察されている。⁽⁵³⁾電気自動車においても左右の両駆動車輪を個別に制御する両輪駆動方式が考えられるが、現在のところ工場内無人搬送車にその実用例をみる程度である。⁽⁵⁴⁾しかしながら、通常無人搬送車の両輪制御は各車輪をそれぞれ独立の電力変換器で制御するものであり、同一の電力変換回路が並列に使用される不経済性を有している。そこで、本研究ではこの電力変換回路を簡略化する目的で、3アームトランジスタチョップ制御方式の直流電動機運転を提案しその有効性を検討する。⁽⁵⁵⁾本方式は電力変換回路を単純化することはできるが、反面、両電動機の完全独立制御は不可能となるものである。しかしながら、無人搬送車の前・後進時の両輪独立制御を阻害するものではなく、経済性の優れた運転制御方式である。

以上に述べられたように、電力用半導体素子を用いた電動機運転制御はその形態も多種多様であり、通常その厳密な解析は複雑とならざるを得ない。^{(56), (57)}これは電力変換器・電動機駆動系が電動機の非線形特性に加えて半導体素子のスイッチングによる電力の断続制御を利用することに起因するものである。⁽⁵⁸⁾計算機シミュレーションはこのような複雑な回路動作を解析する場合に極めて有効であり、アナログ⁽⁵⁹⁾⁻⁽⁶⁶⁾およびデジタル⁽⁶⁷⁾⁻⁽⁷³⁾の両シミュレーション方式が開発されている。これら諸方式のそれぞれの長所を使いわけることによって、電力変換器・電動機駆動系のシミュレーションが可能となるが、小規模の計算機を用いたアナログシミュレーションに適したものは見当らず、また、積分精度の優れた台形積分公式を用いる手法についても十分に考察されているものとはいえない。そこで、筆者は小信号用実サイリスタ素子などの実素子を演算増幅器の入力回路あるいは帰還回路に用いて、実素子の非線形特性を利用して演算増幅器のゲインを切換えて解析すべき電力変換回路の電力断続現象をシミュレーションする

方式を検討した。⁽⁷⁴⁾⁻⁽⁸¹⁾ 本方式は電力変換回路中の電力開閉素子のオン・オフが同特性のシミュレータ中の実素子のオン・オフに対応することから、演算回路の簡略化が実現されるものである。電動機側の機械的時定数は電力変換器側の電氣的時定数に対比して一般に大であり、電動機回転数を一定とした電力変換回路の解析によって電動機駆動系の動作特性が明らかになる場合も多い。このとき、電動機側も含めて通常のRLCM電気回路を解析すれば良い。そこで、本研究ではこのような立場からサイリスタ回路の台形積分公式を用いた汎用デジタルシミュレーション方式を考察する。⁽⁸²⁾⁻⁽⁸⁷⁾ また、幾つかの数値例によって本方式がサイリスタを含む回路の一解析手法として、種々の検討に供し得るものであることを示している。

以上のように、本論文はサイリスタ応用を中心とする電動機の運転制御に関する研究の成果をまとめたもので、本研究が電気自動車を始めとするパワー・エレクトロニクス技術の今後の進展に寄与することがあれば幸いである。

第2章 直流他励電動機の同期化運転

2.1 緒 言

直流他励電動機に代表される直流電動機は、誘導電動機と共に古くから可変速電動機として幅広い産業分野に利用されてきている。⁽⁶⁾これらの電動機は、同期電動機が電源周波数で定まる同期回転数で回転する定速度電動機であるのに対して、本質的に非同期電動機であり可変速運転が可能である反面、定速度運転は何らかの速度制御方策を導入することが必要不可欠である。

一般に、直流電動機の定速度運転は電機子電圧一定制御のように近似的にこれを実現する簡易方式から、回転計を用いたフィードバック系を構成するもの、⁽⁷⁾さらに、近年では集積回路素子を使用したPLL制御方式⁽¹⁸⁾⁻⁽²⁰⁾など、数多くの手法が考案されている。なかでも、高精度の定速度運転が要求されるような場合には電動機の回転数のみならず回転子の回転位相をもフィードバックするPLL制御方式が優れているとされている。しかしながら、この方式には次のような欠点が考えられる。

- (i) 線形動作する電力増幅器を必要とする。通常、電動機運転で使用される電力変換器は非線形特性を有するものが多く、この線形化には複雑な補償回路が要求される。
- (ii) 電源電圧の変化は直ちに電力増幅器のゲイン変化を生じ、系の設計条件に影響する。
- (iii) 高周波・高精度の発振器・位相比較を要し、また、回転子の回転位相を検出するシャフト・エンコーダ（以下、エンコーダという）には高周波の発振器出力と位相比較するために高分解能が要求される。

これに対し、筆者らは電力変換器自体に系の自制的安定化機能を付与することによって、原理的には他の一切の付加的制御ループを必要としない同期化運転方式として、強制転流形のサイリスタ整流器を用いて直流他励電動機を駆動する方式を検討した。⁽²⁴⁾⁻⁽³¹⁾この方式によれば、極めて簡単な回路構成で整流器の交流入力電源周波数と一定の関係を有する同期回転数で運転される定速度制御系を実現することができる。本方式は次のような特徴を有する。

- (i) 同期回転数は交流電源周波数の分数倍となる。
- (ii) 高精度の回転数精度が得られる。
- (iii) サイリスタ整流器を負帰還電力増幅器として利用することによって、系全体の回路構成が簡単化される。

(iv) 反面、信号伝達経路が簡単であるために系の動特性を改善する余地が少ない。

なかでも(iii)の特徴によって従来方式のPLL制御系の欠点が改良され、さらに、(i)の特徴を生かすと同一周波数の電源系統に接続される複数電動機の同時同期化運転が容易に実現される。以下、本章ではこの方式の運転原理、定常解の解析方法、定常状態の安定性を支配する特性方程式などに関して考察し、さらに、これらの結果を実験と対比して種々の電気・機械的パラメータの値が系の安定性に及ぼす影響について検討する。

2.2 回路構成と動作原理

2.2.1 回路構成

図 2.1 に一定界磁電流 I_f で励磁される直流他励電動機 DCM を用いた同期化運転制御系の主回路構成を示す。

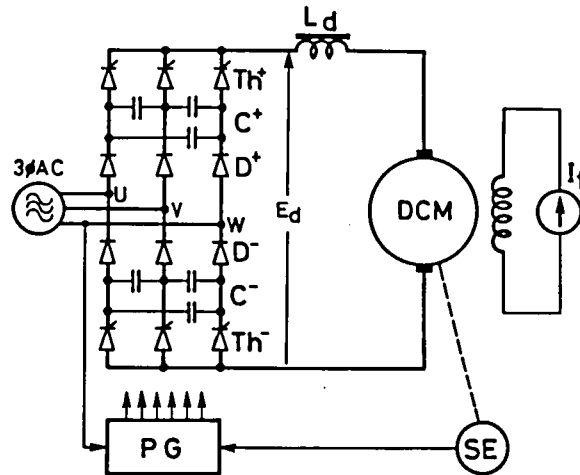


図 2.1 直流電動機の同期化運転主回路構成

本回路は、負帰還効果を利用した系の安定化機能を実現するための電力変換器として、強制転流回路素子群 (C^+ , C^- , D^+ , D^-) を含むサイリスタ整流器、平滑インダクタンス L_d 、回転子の回転位置を検出するためのエンコーダ SE、分周器およびサイリスタの点弧信号発生回路 PG と直流他励電動機で構成される。強制転流機能を有するサイリスタ整流器としては多くの方式が考案されているが、^{(88), (89)} 回路構成の簡単なことから図に示した直列ダイオード方式を採用した。

エンコーダは回転子軸に直結した回転スリット円板と静止した送・受光素子によって、回転子の回転数に比例した周波数の連続パルス列 (以下、エンコーダ信号という) を発生する。PG ではこのエンコーダ信号を設定回転数に応じて分周した後、これを直接増幅して各相サイリス

タの点弧信号として分配するものである。なお、図では三相純ブリッジ構成の整流器を使用しているが、本方式で用いる整流器としては強制転流機能を有するものであれば原理的には単相整流器、サイリスタ混合ブリッジなどのいずれを用いることも可能である。

2.2.2 動作原理

いま、簡単のために図 2.1 に示した主回路において強制転流整流器の転流動作を理想化して、通常の自然転流における場合と同様に整流器の点弧角に対する出力電圧特性が次式で与えられるものとする。

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha \quad (2.1)$$

ただし、 E_{d0} は整流器出力電圧平均値 E_d の最大値で、制御角 α は進みを正とする。また、整流器の動作領域は強制転流整流器動作領域に限定されるものとする。

始めに、系は図 2.2 に示した動作点 $P_1(\alpha_1, E_1)$ で同期定常状態にあるものと仮定する。電動機の負荷が僅かに増加すると回転子の回転速度が減少し、エンコーダ信号、したがってサイリスタの点弧信号は電源の位相変化に対して僅かに遅れることになる。この結果、進み制御角 α が減少し、(2.1)式によって前の転流時に比べて整流器の出力電圧 E_d の値が増加して電動機を加速する。したがって、数回の減衰振動を経て系の動作点は負荷トルクに見合う新しい動作点 $P_2(\alpha_2, E_2)$ へ移動する。この過渡現象期間中、点弧位相の変動に伴う出力電圧の変動が生じるが、負荷の変化が小さい場合には電動機の平均回転数は変化せずほぼ一定に保たれる。

以上のように、本方式では整流器の強制転流領域における制御角に対する出力電圧特性を利用して、電力変換器自体が電動機の動作を安定化するように機能する。それゆえ、図 2.1 に示された簡単な系を構成することによって、極めて容易に定速度運転が実現されることになる。

エンコーダ信号を直接サイリスタの点弧信号に用いていることから、同期回転数 n (rps) は電源周波数を f とすると次式で与えられる。

$$n = 6 K f / M \quad (2.2)$$

ただし、 M は回転子一回転あたりのエンコーダパルス数であり、 K は PG の分周比であって電動機の設定回転数を決定する。

本方式における電動機の同期回転数は(2.2)式に示されるように整流器構成に応じて電源周波

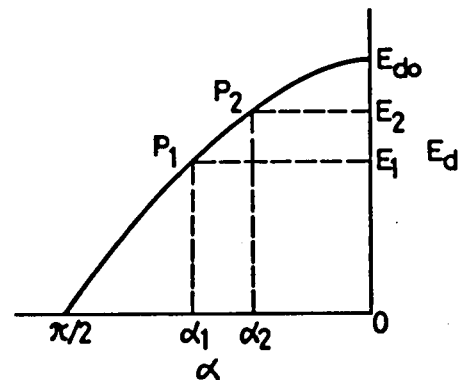


図 2.2 整流器出力電圧特性

数の分数倍の不連続値となる。エンコーダの分解能 M を増加すると同期回転数を細かく設定できることは一般のPLL制御方式と同様である。また、安定定常状態においては電源の電圧振幅および周波数の安定度によって電動機の回転数精度が支配されることから、高精度の定速度運転が実現されることがわかる。

2.3 定常状態の解析

本方式では強制転流形の整流器を使用しているため、厳密にはこの強制転流現象を考慮して解析する必要がある。しかしながら、理想的な転流動作を仮定して系の基礎的な特性を考察することもしばしば有効であるから、本節では次節の安定解析との対比において理想的な転流動作を仮定した場合と強制転流を考慮した場合のそれぞれについて定常状態を解析する。

2.3.1 瞬時転流を仮定した近似解析

いま、簡単のために電源側の漏れインダクタンスは極めて小さく瞬時に転流が終了するものと仮定すると、整流器出力電圧 E_d は前述の(2.1)式で与えられる。

電動機側では理想状態を仮定すると次式が成立する。

$$E_d = RI_d + K_f I_f \omega_m + E_f \quad (2.3)$$

ただし、

R : 直流側全抵抗

I_d : 電機子電流

K_f : 誘導起電力係数

I_f : 界磁電流

ω_m : 回転角速度

E_f : 半導体素子とブラシの電圧降下値

定常状態においては ω_m は(2.2)式の同期回転数を用いて $\omega_m = 2\pi n$ で与えられる。したがって、回転数を一定として(2.1)～(2.3)式を用いて I_d を変化し α を求めると定常解が定まる。

2.3.2 強制転流を考慮した解析

直列ダイオード方式のサイリスタ整流器の一転流動作期間には3つのモードが存在する。直流母線の正側に接続されたサイリスタ Th_u^+ から Th_v^+ への転流を考えると、 Th_v^+ の点弧からダイオード D_u^+ の転流開始までがモード1、ついで D_u^+ と D_v^+ が共にオン状態を維持するモード

2, さらに Th_v^+ と D_v^+ の単流期間がモード3である。いま, モード1の継続する時間を電気角で $\theta(\text{rad})$ とすると近似的に次式が成立することが知られている。⁽⁹⁰⁾

$$X_c I_d \theta + 3\sqrt{2} E_l \sin(\theta - \alpha) - \frac{\omega}{\omega_{lc}} X_c I_d = 0 \quad (2.4)$$

$$E_d = \frac{3\sqrt{2} E_l}{\pi} \sqrt{1 + \frac{3X_l}{X_c}} \sin(\alpha + \varphi - \theta) \quad (2.5)$$

ただし,

$$\omega_{lc} = \sqrt{\frac{X_c}{3X_l}} \omega, \quad \varphi = \tan^{-1} \frac{\omega_{lc}}{\omega}, \quad X_c = \frac{1}{\omega C}, \quad X_l = \omega l$$

C : 転流コンデンサ容量

l : 電源側漏れインダクタンス

ω : 電源角周波数

E_l : 入力電源線間電圧実効値

上式は一般に転流回路の共振角周波数 ω_{lc} が $\omega_{lc} \gg \omega$ であることを考慮して導出されるもので, この場合モード2の持続する時間は電気角で

$$u = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_{lc}} \quad (2.6)$$

の一定値となる。電源側の抵抗を考慮すると直列ダイオード方式の強制転流整流器の動作モードはさらに複雑となるが,⁽⁸⁸⁾ 通常この抵抗値は無視することができるからここでは上述の近似式を用いるものとする。

電動機側では前項と同様に(2.3)式が成立する。したがって, E_l , I_f および ω_m を一定として I_d を変化して α , θ を求めることによって同期運転時の定常特性を計算することができる。

2.4 定常解の安定判別

本方式は電力変換器の入出力特性を利用して系の安定化作用を実現することから, 全体の系の構成は極めて簡単となる。反面, 電動機および電力変換器が与えられた場合に, 系の安定性はこれらの構成要素の値によりほぼ決定されその動特性を改善する余地は少い。したがって, 本方式を実際に応用するに際しては負荷条件を考慮して安定に動作する領域を把握しておくことが必要となる。本節では, 定常状態諸量に対して微小変動理論を用いた系の安定性を支配する特性方程式について考察する。

2.4.1 エンコーダの伝達特性

いま、電動機の回転速度が定常時の ω_m (rad/sec) から $t = 0$ において僅かに増加して $\omega_m + \Delta\omega_m$ になったと仮定する。このとき、図 2.3 に示すようにゲート信号の位相角 α は定常時の値からランプ状に増加して $\alpha + \Delta\alpha$ となる。

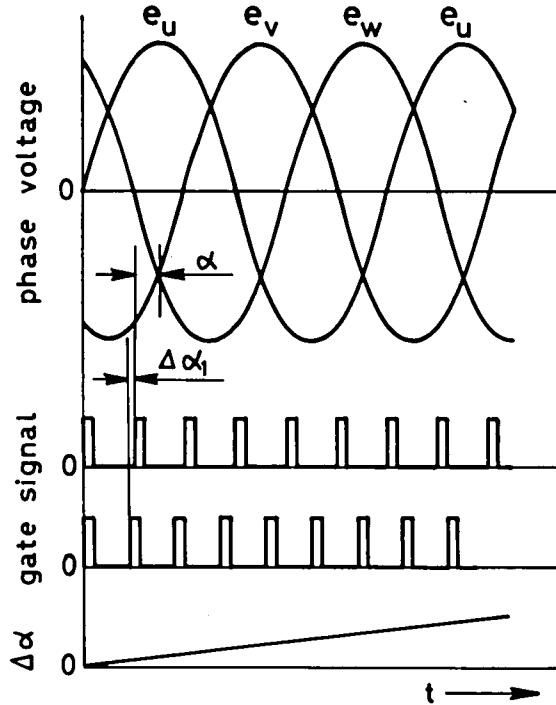


図 2.3 電動機回転数増加時の制御角の変化

定常時および過渡時を通じて、連続した点弧パルスを得るために要する時間内での回転子回転角は等しいことから次式が成り立つ。

$$\int_{-T}^0 \omega_m dt = \int_0^{T+\Delta T} (\omega_m + \Delta\omega_m) dt \quad (2.7)$$

ただし、 ΔT はサイリスタ点弧周期 T の定常時からの微小変動を表わす。同式を展開して ΔT の近似値を求めると

$$\Delta T = -\frac{T\Delta\omega_m}{\omega_m} \quad (2.8)$$

となる。電源側に換算した進み制御角 α の定常値からの増分 $\Delta\alpha_1$ は (2.8) 式から

$$\Delta\alpha_1 = -\omega\Delta T = \frac{\omega T\Delta\omega_m}{\omega_m} \quad (2.9)$$

で与えられる。同式に定常時の関係を示す(2.2)式を代入し、一サンプルごとに $\Delta\alpha_1$ が加算されることを考慮すると、第 k 番めのサンプル時刻 $t = t_k (= kT)$ における α の増分 $\Delta\alpha_k$ は次のようになる。

$$\Delta\alpha_k = \frac{M\Delta\omega_m}{6K} kT = \frac{M}{6K} \int_0^{kT} \Delta\omega_m dt \quad (2.10)$$

したがって、分周動作を含めたエンコーダの伝達関数 G_E は次式で与えられる。

$$G_E = \frac{M}{6K_s} \quad (2.11)$$

2.4.2 瞬時転流を仮定した近似解析

整流器の出力電圧 E_d の定常状態からの増分 ΔE_d は(2.1)式から

$$\Delta E_d = -E_{d0} \sin \alpha \cdot \Delta\alpha \quad (2.12)$$

となる。これより、整流器の伝達関数 G_{c1} は

$$G_{c1} = \frac{\Delta E_d}{\Delta\alpha} = -E_{d0} \sin \alpha \quad (2.13)$$

となる。理想的な電動機を仮定すると次式が成り立つ。

$$E_d = L \frac{dI_d}{dt} + RI_d + K_f I_f \omega_m \quad (2.14)$$

$$K_f I_f I_d = J \frac{d\omega_m}{dt} + F\omega_m + T_l \quad (2.15)$$

ただし、

L : 電機子を含む直流側全インダクタンス

J : 慣性モーメント

F : 粘性摩擦係数

T_l : 負荷トルク

(2.14), (2.15)式より $\Delta\omega_m$ は次式で与えられる。

$$\Delta\omega_m = G_M \Delta E_d - G_T \Delta T_l \quad (2.16)$$

ただし、

$$G_M = \frac{1}{1 + \frac{\tau_m}{\tau_b} (1 + \tau_a s) (1 + \tau_b s)} \cdot \frac{1}{K_m}$$

$$G_T = \frac{\tau_m (1 + \tau_a s)}{1 + \frac{\tau_m}{\tau_b} (1 + \tau_a s) (1 + \tau_b s)} \cdot \frac{1}{J}$$

$$\tau_a = L/R, \quad \tau_b = J/F, \quad \tau_m = JR/K_m^2, \quad K_m = K_f I_f$$

(2.11), (2.13), (2.16)式から微小変動諸量間の関係をブロック線図で表わすと図2.4が

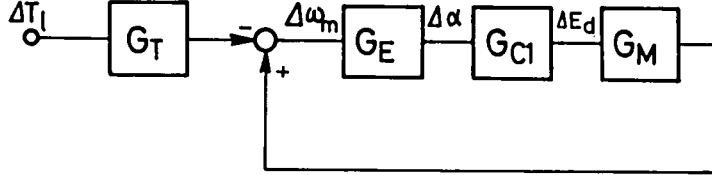


図2.4 微小変動量諸量間のブロック線図
(連続モデル)

得られる。ここで、入力としては負荷トルクの外乱 ΔT_l を仮定した。図から、この系の特性方程式は次のように与えられる。

$$\tau_m \tau_a \tau_b s^3 + \tau_m (\tau_a + \tau_b) s^2 + (\tau_m + \tau_b) s + \frac{\tau_b M E_{d0} \sin \alpha}{6 K K_m} = 0 \quad (2.17)$$

(2.17)式より系の安定条件を求めると

$$\frac{\tau_a \tau_b^2 M E_{d0} \sin \alpha}{6 K K_m (\tau_a + \tau_b) (\tau_m + \tau_b)} < 1 \quad (2.18)$$

が得られる。(2.18)式を変形して

$$\frac{M E_{d0} \sin \alpha}{6 K K_m \left(\frac{1}{\tau_b} + \frac{1}{\tau_a} \right) \left(1 + \frac{\tau_m}{\tau_b} \right)} < 1 \quad (2.19)$$

とおくと、これより一般に τ_a , τ_b , 入力交流電圧がいずれも小さく, K_m , τ_m および設定回転の大きいほど系は安定であるといえる。

次に、サンプル周期の影響を考察するために整流器の離散化モデルとしてインパルスモデル⁽⁹¹⁾を採用する。このモデルは図2.5に示すように制御角 α の増加による整流出力電圧 E_d の変動分 ΔE_d をインパルス列で等価的に表現するものである。

いま、斜線部の電圧・時間積を ΔA とおくと、 ΔA は制御角の増分 $\Delta \alpha$ によって生じる出力電圧平均値の減少分とサンプル時間 T の積で与えられるから次式が成立する。

$$\Delta A = T E_{d0} \sin \alpha \cdot \Delta \alpha \quad (2.20)$$

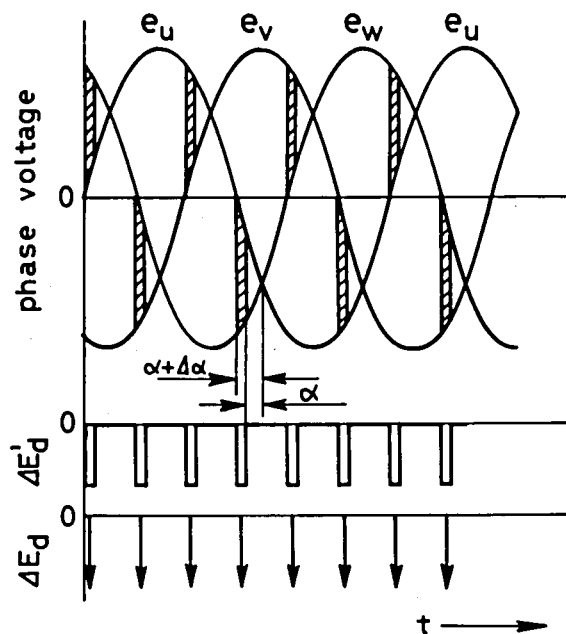


図 2.5 インパルスモデル

整流器出力電圧の変化分を図に示すように ΔA と面積の等しいパルス列 $\Delta E_d'$ で表現するものとし、さらに、これを同図の ΔE_d で示されるインパルス列に置換する。このとき、整流器の伝達関数 G_{c2} として次の式が得られる。

$$G_{c2} = -TE_{d0} \sin \alpha \quad (2.21)$$

したがって、サンプル動作を考慮した場合のブロック線図として図 2.6 に示すモデルが得られる。これにより、系の安定性を決定する特性方程式は z 変換を用いて (2.22) 式となる。

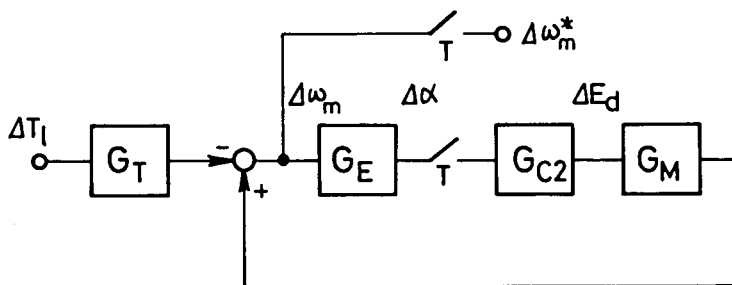


図 2.6, 微小変動量諸量間のブロック線図
(不連続モデル)

$$1 + \frac{\tau_b T M E_{d0} \sin \alpha}{6 K K_m (\tau_m + \tau_b)} Z \left\{ \frac{1}{s \left(1 + \frac{\tau_m \tau_b}{\tau_m + \tau_b} s \right)} \right\} = 0 \quad (2.22)$$

ただし、簡単のために $\tau_a \cong 0$ として G_M の伝達関数を簡略化した。これより系の安定条件を求めると

$$\frac{\tau_b T M E_{d0} \sin \alpha}{12 K K_m (\tau_m + \tau_b)} < \frac{1 + e^{\frac{\tau_m \tau_b}{\tau_m + \tau_b} T}}{1 - e^{-\frac{\tau_m \tau_b}{\tau_m + \tau_b} T}} \quad (2.23)$$

が得られる。上式の指数項を展開してその近似値を用いて同式を簡単化すると次式を得る。

$$\frac{T^2 M E_{d0} \sin \alpha}{24 K K_m \tau_m} < 1 \quad (2.24)$$

これより、サンプル周期 T の小さいほど系の動作は安定であることが示される。

2.4.3 強制転流を考慮した解析

前節の考察によって得られた (2.19), (2.24) 式を用いると定常動作点の安定性を検討することができるが、厳密には整流器の強制転流を考慮した安定性解析を行う必要がある。そこで、まず整流器の強制転流を考慮した場合の定常状態において成立する (2.4), (2.5) 式を微小変動諸量について線形化すると次式が得られる。

$$\Delta E_d = A_1 \Delta \alpha + A_2 \Delta \theta \quad (2.25)$$

$$\Delta \theta = B_1 \Delta \alpha + B_2 \Delta I_d \quad (2.26)$$

ただし、

$$A_1 = \frac{3\sqrt{2} E_l}{\pi} \sqrt{1 + \frac{3X_l}{X_c} \cos(\alpha + \varphi - \theta)}, \quad A_2 = -A_1$$

$$B_1 = \frac{3\sqrt{2} E_l \cos(\theta - \alpha)}{X_c I_d \theta + 3\sqrt{2} E_l \cos(\theta - \alpha)}, \quad B_2 = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_{lc}} - \theta\right) X_c}{X_c I_d \theta + 3\sqrt{2} E_l \cos(\theta - \alpha)}$$

ここで、変数 I_d' を

$$I_d' = \frac{R I_d}{K_m} \quad (2.27)$$

とにおいて (2.26) 式を (2.25) 式に代入し (2.27) 式を考慮して $\Delta E_d / K_m$ について整理すると

$$\frac{\Delta E_d}{K_m} = C_1 \Delta \alpha + C_2 \Delta I_d' \quad (2.28)$$

ただし,

$$C_1 = \frac{A_1(1-B_1)}{K_m}, \quad C_2 = -\frac{A_1 B_2}{R}$$

となる。整流器の伝達特性は(2.28)式に示されるように制御角 α の変動 $\Delta\alpha$ によってその出力電圧が変動するのみならず、電機子電流 I_d の影響によって転流状態が変化する結果 I_d' による変動を含むことになる。

そこで、このことを考慮して電動機側の伝達特性も(2.29), (2.30)式に示すように $\Delta I_d'$ および $\Delta\omega_m$ に分けて考えるものとする。

$$\Delta I_d' = \frac{1}{1 + \tau_a s} \left\{ \frac{\Delta E_d}{K_m} - \Delta\omega_m \right\} \quad (2.29)$$

$$\Delta\omega_m = \frac{\tau_b}{\tau_m(1 + \tau_b s)} \Delta I_d'(s) \quad (2.30)$$

ただし、負荷トルクの外乱は無いものとする。(2.11), (2.28), (2.29)式および(2.30)式から強制転流を考慮した場合の連続モデルとして図2.7に示すブロック線図が得られる。図より、この系の安定条件を検討するには特性方程式

$$\tau_a \tau_b \tau_m s^3 + (\tau_a + \tau_b - C_2 \tau_b) \tau_m s^2 + (\tau_b + \tau_m - C_2 \tau_m) s - \frac{C_1 M \tau_b}{6K} = 0 \quad (2.31)$$

の根について考察すればよい。

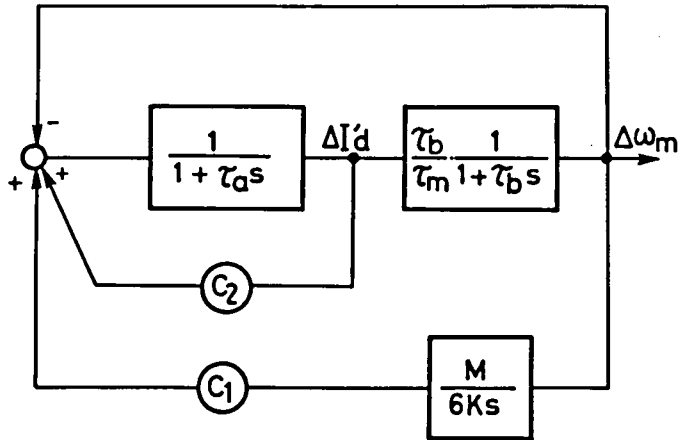


図2.7 強制転流を考慮した場合のブロック線図

(2.31)式における s の各係数は系のパラメータと共に定常状態の動作点に依存した係数 C_1 および C_2 を含んでいる。したがって、一般にその安定性を解析的に求めることは困難であるが、任意の定常動作点を仮定すると C_1 、 C_2 が定まり容易にこの動作点の安定性を検討することができる。

ここで、 C_1 、 C_2 の符号について考察する。いま、転流が速やかに終了するものと仮定し

$$lC \ll 1, \quad \omega_{lc} \gg 1, \quad X_c / X_l \gg 1 \quad (2.32)$$

とおく。(2.4)式を変形すると次式を得る。

$$I_d \left(\theta - \frac{\omega}{\omega_{lc}} \right) + \frac{3\sqrt{2} E_l \sin(\theta - \alpha)}{X_c} = 0 \quad (2.33)$$

(2.32)式の仮定を(2.33)式について考慮すると

$$I_d \theta \cong 0 \quad (2.34)$$

が成立するから、 θ は一般に小さい値と考えることができる。さらに、進み制御角 α は通常 $\pi/2$ rad 以下であるから(2.33)式左辺第2項の符号は負である。これにより次の関係が得られる。

$$\theta - \frac{\omega}{\omega_{lc}} > 0 \quad (2.35)$$

位相角 φ については、 φ の定義式および(2.32)の仮定から $\phi(>0)$ を十分小として

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \phi \quad (2.36)$$

とおくことができる。これより $\pi/2 > \alpha > 0$ および $\theta \cong 0$ を考慮すると

$$A_1 = \frac{3\sqrt{2} E_l}{\pi} \sqrt{1 + \frac{3X_l}{X_c}} \sin(\theta + \phi - \alpha) < 0 \quad (2.37)$$

といえる。

次に、 B_1 については $\pi/2 > \alpha > 0$ 、 $\theta \cong 0$ および $X_c \gg 1$ を考慮すると

$$1 \gg B_1 > 0 \quad (2.38)$$

と考えることができる。(2.37)、(2.38)式より C_1 の符号は負であることがわかる。同様に B_2 については、 α 、 θ の値と(2.35)式を考慮して

$$B_2 < 0 \quad (2.39)$$

である。(2.37)、(2.39)式から一般に C_2 も負であることがわかる。以上のことから、 C_1 、 C_2

は共に負の値となり図 2.7 の帰還ループはいずれも負帰還効果を有するといえる。

2.5 実験および計算結果

定格 1 kW, 2 極, 110 V, 9.1 A, 1800 rpm の直流他励電動機を一定電流で励磁し, 電動機軸に直結した負荷発電機のランプ負荷を増減して, 定常運転時の負荷特性および安定運転の可能な同期運転範囲を測定した。発電機の定格電流が小さいことから, 直流電動機の電機子電流 I_d は 2.8 A 以内に制限した。なお, 転流コンデンサの値は各相 $10\mu\text{F}$ としデルタ接続の転流回路構成で使用した。また, 強制転流を考慮した場合の諸式を用いて計算を行い, その結果と対比した。

2.5.1 負荷特性

発電機を無負荷状態として電動機を起動し安定同期状態を実現した後にランプ負荷を増大して整流器の負荷特性を測定した結果を図 2.8 に示す。

図より, 電機子電流が増加するにつれて, 進み制御角 α の値が減少し, 整流器出力電圧を増加して同期運転を維持するようすが良く示されている。さらに, I_d が増加するに伴い転流コンデンサの充・放電電流が増加する結果, 整流器のモード 1 期間が短くなり θ が減少することがわかる。

実測値と計算値はあまり良く一致しているとはいえない。これは, 計算が近似式に基づいていることのほかに, 各相電源電圧の平衡が悪いためサイリスタの点弧位相・転流期間などが各相によって変動し位相角の測定が困難であること, およびその他の測定上の理由によるものと思われる。しかしながら, α と θ の変化の傾向は, 計算値と実測値で共にそれぞ

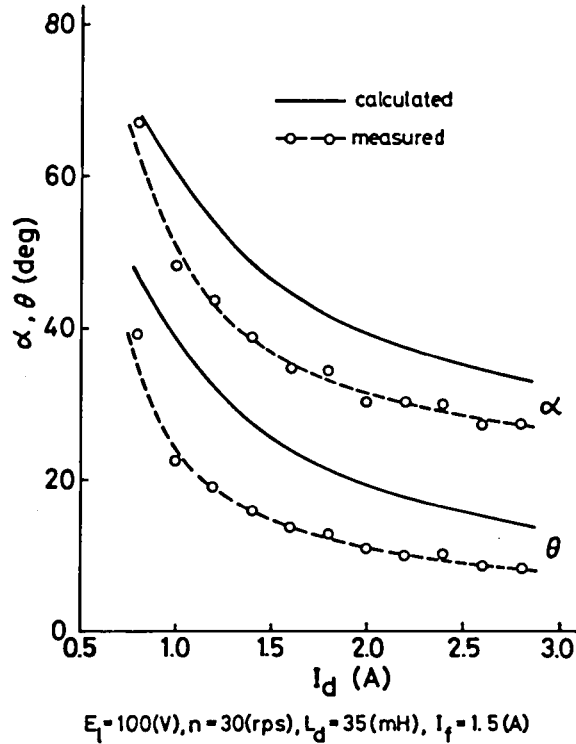


図 2.8 整流器の α , θ と電機子電流の関係

れ良く一致しているといえよう。

2.5.2 同期特性

本方式では供試電動機およびその負荷条件が与えられた場合に、変更可能なパラメータは直流側の平滑インダクタンス、電源側の整流器構成条件および電源変圧器、分周比および電動機界磁電流などに限定される。このうち、 L_d 、 I_f および n をそれぞれ変化した場合の安定な同期運転の可能な負荷範囲を実測した結果の一例を図2.9～図2.11に示す。ここで、電源電圧 E_f の値は、負荷の増加に伴い α が減少することを考慮して、無負荷時における α ができるだけ大きく一定の電源電圧の値に対する同期運転可能な負荷範囲が広くなるように実験的に設定した。

これらの結果から、一般に L_d が小さく I_f が大きく回転数の高いほど安定運転の可能な負荷範囲が拡大することがわかる。

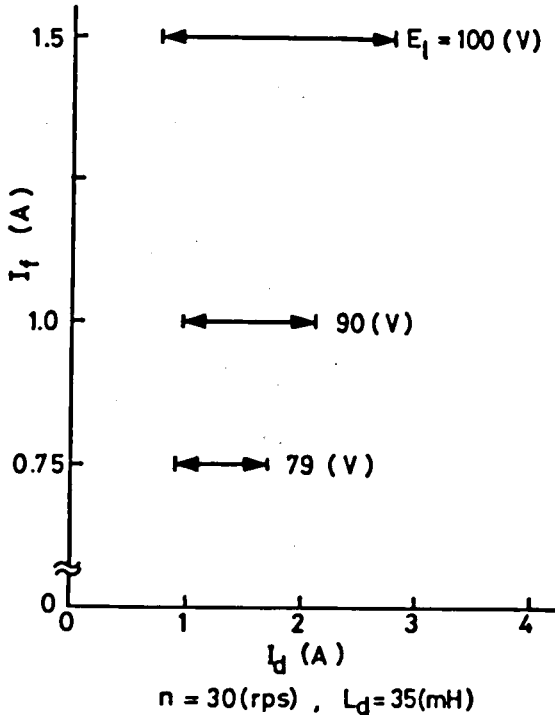


図 2.10 I_f を変化した場合の同期化運転負荷範囲

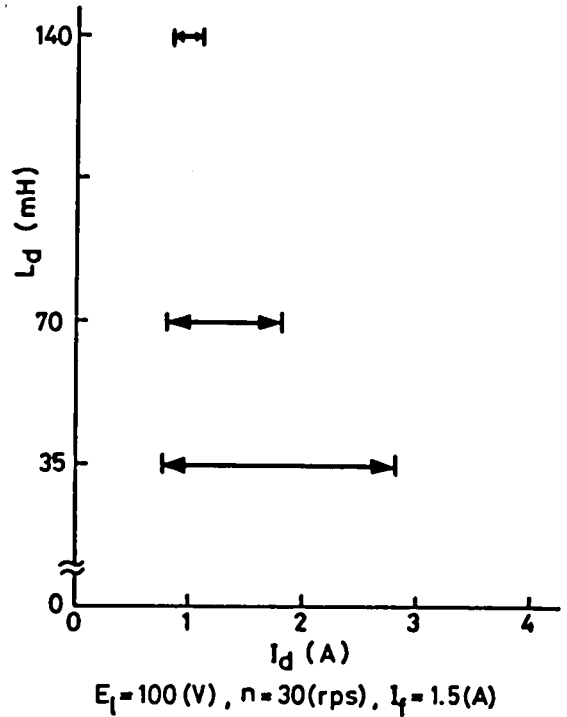


図 2.9 L_d を変化した場合の同期化運転負荷範囲

なお、このことは瞬時転流を仮定した場合の近似解析結果からも定性的には理解できるものである。図2.9～図2.11にみられるように、本方式では全負荷範囲にわたっての安定な同期運転は必ずしも保証されない。これは、前述したように本方式の動作原理と回路構成が簡単なことから本質的には避けられないものであるが、後に述べるよう

な適切な補償を実施する、あるいは、負荷および電動機系の構成条件を検討してこれを適正な範囲に設定することによって、負荷範囲を幾分拡大することが可能である。

次に、以上の実験結果を強制転流を考慮した場合の特性方程式(2.31)式を用いて計算結果と比較する。本実験で使用した電動機負荷は直流発電機であり一般に粘性負荷で等価的に表わすことができる。そこで、電機子電流 I_d に対応して発電機を含む負荷および駆動系の粘性摩擦係数 F を推定して安定性を解析する。供試機の機械系の定数は、 $I_f = 1 \text{ A}$ 、発電機無負荷時において $J = 0.0181 \text{ Nms}^2/\text{rad}$ 、 $F = 6.86 \times 10^{-4} \text{ Nms/rad}$ 、 $T_l = 0.325 \text{ Nm}$ である。

図 2.12 は L_d をパラメータとして I_d を増加した場合の(2.31)式の代表根の軌跡を表わすものである。その他の設定条件は図 2.9 の場合と同様である。図 2.9 と図 2.12 を比較すると、同期運転可能な最大電機子電流の値は、図 2.9 では $L_d = 35, 70, 140 \text{ mH}$ の各値に対してそれぞれ $I_d = 2.8, 1.8, 1.1 \text{ A}$ である。これに対し、図 2.12 では $I_d \cong 2.7, 1.8, 1.3 \text{ A}$ で不安定動作領域に入ることになる。これらの対応関係は良く一致しており(2.31)式を用いて本方式の定常解の安定性を考察することが可能であるといえよう。

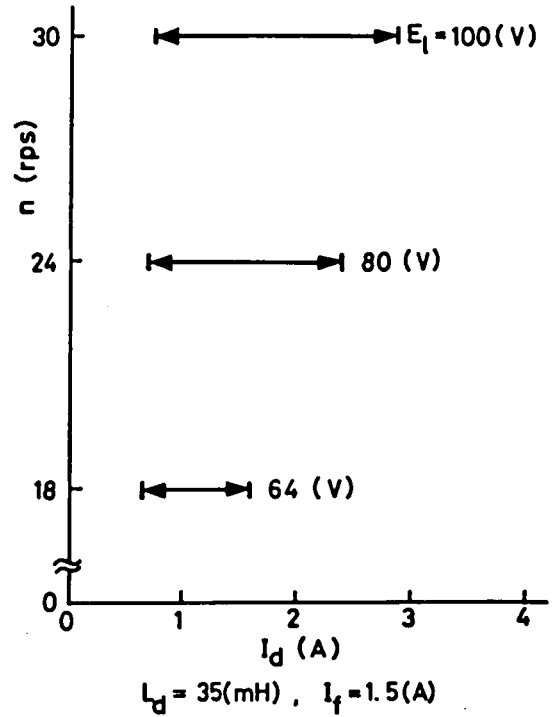


図 2.11 n を変化した場合の同期化運転負荷範囲

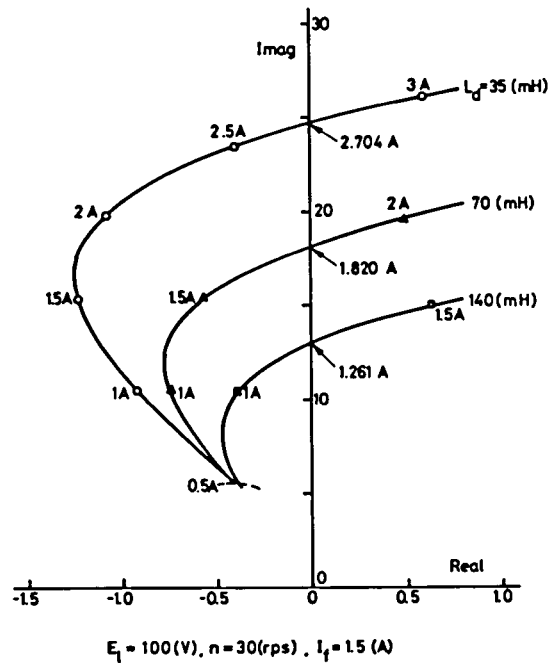


図 2.12 L_d をパラメータとした場合の根軌跡

図 2.12 に示されているように、 L_d を減少させると同期運転可能な負荷範囲が広がるが、過渡変化時の振動数は増加する。また、電機子電流の脈動も L_d の減少に伴い増大してトルク脈動を助長するので、 L_d の値を不必要に下げることは好ましく無い。図 2.10, 2.11 に対応して I_f および n の影響を (2.31) 式によって検討した結果を図 2.13, 2.14 に示す。いずれの場合においても安定限界における I_d の値は先の実測結果とほぼ一致している。

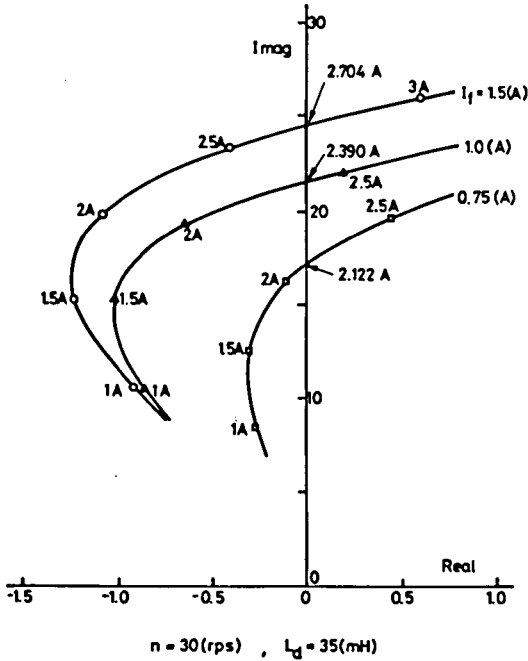


図 2.13 I_f をパラメータとした場合の根軌跡

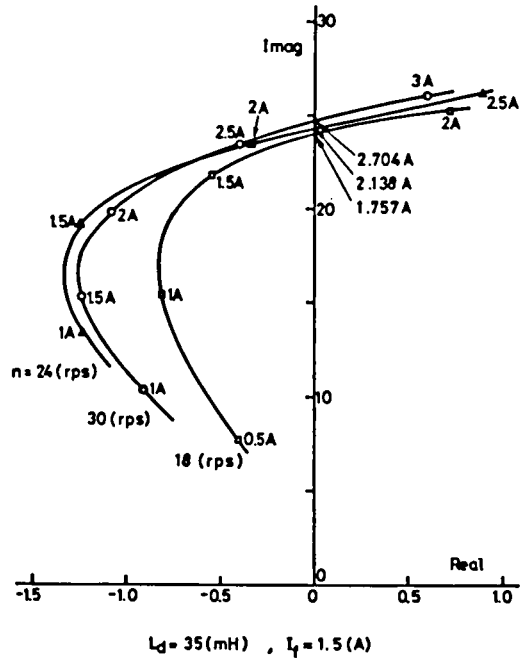


図 2.14 n をパラメータとした場合の根軌跡

他の諸定数を一定として慣性モーメント J の値を供試機の 2 倍および 5 倍に増加した場合の代表根の軌跡を図 2.15 に示す。図から、安定限界における最大負荷電流の値はほぼ一定となるが、 J が増加するにつれて振動成分のダンピングが不足し、実用的には僅かの外乱に伴い制御角 α が強制転流の有効な位相範囲を越えて大きく変化する結果、十分な安定化作用が得られず系の安定性が損なわれる恐れが大きいといえよう。

2.5.3 負荷範囲の拡大と安定性向上対策

本方式では原理的に系の動特性を改善するための自由度は少いが、負荷範囲を拡大するためには次のような事項を考慮する必要がある。

供試機の諸定数を用いて計算した安定限界における E_f と I_d の関係を図 2.16 に示す。これよ

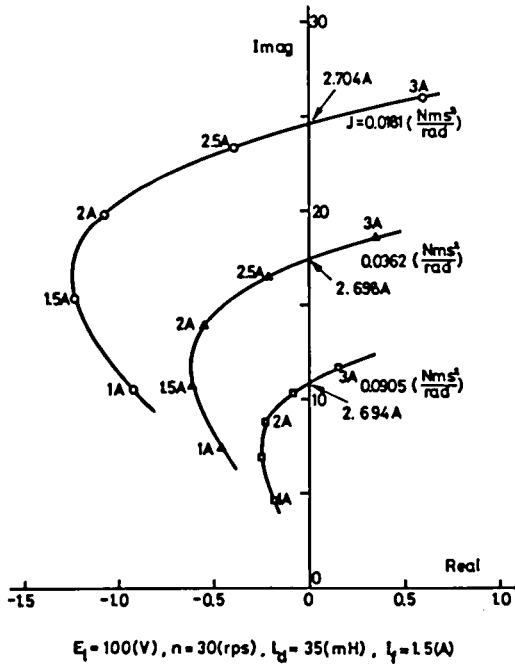


図 2.15 J をパラメータとした場合の根の軌跡

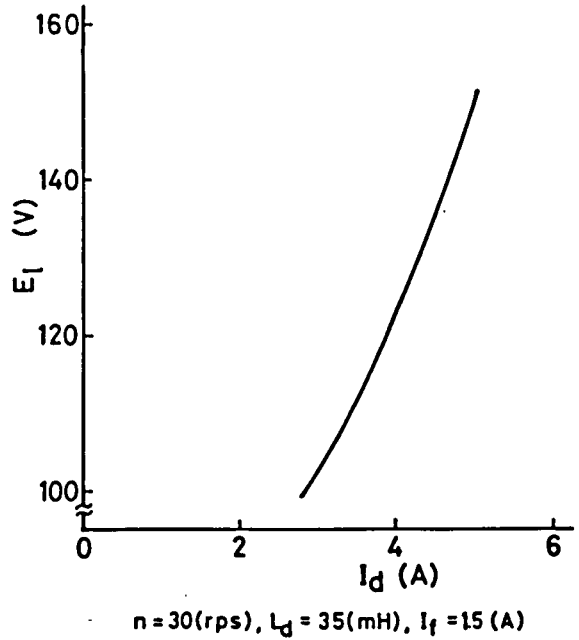


図 2.16 安定限界における E_f と I_d の関係

り、 E_f を増加すると負荷電流の安定限界値が増大することがわかる。反面、 E_f が増加すると (2.1) 式の E_{d0} が増加する。この結果整流器のゲインが増大して (2.19), (2.24) 式に示されるように系の安定性が減少する。したがって、適切な E_f の値は負荷範囲および系の安定性の相互関係を考慮して決定する必要がある。

図 2.17 は異なる設定回転数のそれぞれに対して無負荷時の制御角が $\alpha = \pi/3$ rad となるように E_f を選定した場合の代表根の軌跡を特に高速回転に対して求めたものである。図に示されるように、本方式は設定回転数の高い場合は常に安定領域にあることから、比較的高速運転が必要とされる用途に適したものであるといえる。

次に外部抵抗 R_{ext} を電機子と直列に挿入してこの値を逐次変化した場合の代表根の軌跡を図 2.18 に示す。図に示されるように、僅かな値の直列抵抗を使用することによって系の安定性が改善されることがわかる。通常電動機制御系にあつては電力消費を軽減し効率を高めるために、抵抗成分を可能な限り抑制した回路構成を考慮する必要がある。また、直列抵抗を使用すると電機子側回路の時定数が減少し電流脈動も増加するので、不必要に大きな値の抵抗を使用することは实际的でない。

本方式はエンコード信号を直接点弧信号として利用していることから、過渡振動時の $\Delta\alpha$ の値が大きい場合には α が適切な位相範囲から逸脱し整流器の負帰還効果が失われ電動機は脱

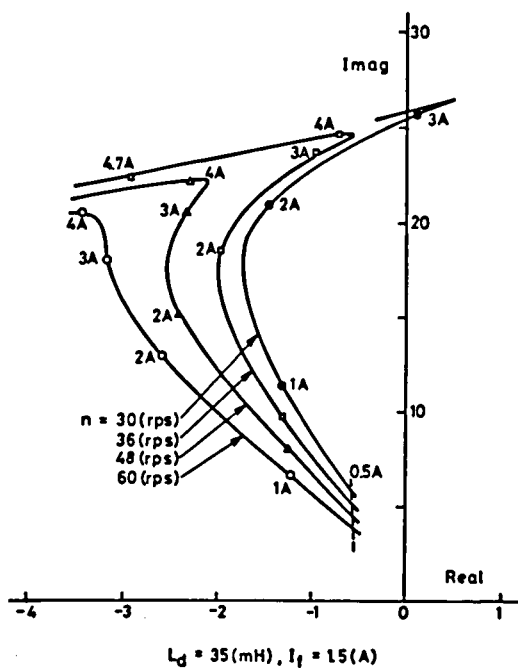


図 2.17 高速運転における根軌跡の変化

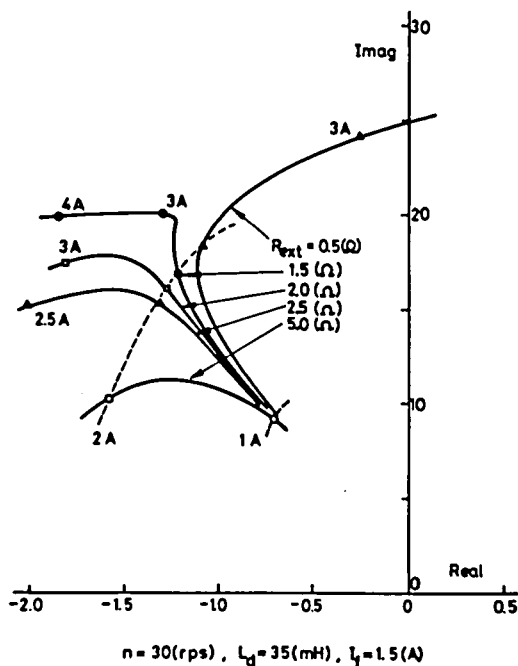


図 2.18 外部直列抵抗使用時の根軌跡の変化

調する。この脱調現象は同期電動機のそれと類似しているが、同期電動機では脱調によって電動機の運転が不可能となるのに対し、本方式では点弧信号をエンコーダ信号と分離して電源に同期した位相の信号を用いて安定な運転が可能であるという相違がある。図 2.19 はこの過渡安定性対策を考慮した場合の制御系の構成を示すもので、設定回転数近傍の値 $n \pm \Delta$ をエンコーダ信号を F/V 変換して得られる回転数 n_m と比較した結果により、点弧信号を適宜切換える方式である。ここで、 Δ は n の数%の値とする。電動機回転数が低く $n_m < n - \Delta$ の場合にはサイリスタは電源に同期した α_{\min} パルスで点弧され電動機は加速する。逆に $n_m > n + \Delta$ では α_{\max} パルスでサイリスタを点弧し整流器出力電圧を低下させて電動機を減速する。 $n - \Delta < n_m < n + \Delta$ ではエンコーダ信号に同期してサイリスタを点弧し、整流器の負帰還効果を用いて同期引込みを実現する。このような方法を用いることにより、過渡安定性を大幅に損うことなく電動機の運転が可能である。

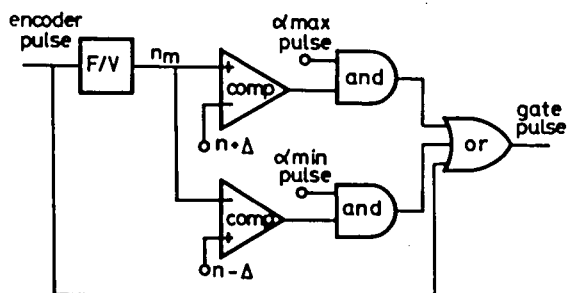


図 2.19 脱調対策の一例

2.6 整流器構成の検討

本方式では整流器自体に系の安定化作用を付与して同期化運転を実現するものであるから強制転流機能が必要不可欠である。強制転流形のサイリスタ整流器としては図 2.1 に示した直列ダイオード方式に各相ごとに転流リアクトルを追加して、 ℓc 共振現象によって転流時間を短縮する手法がある。⁽⁸⁹⁾ この方法は、転流現象が速やかに終了し整流器動作は理想状態に近づくが、整流器回路構成が繁雑となる欠点がある。

図 2.1 の整流器部分をさらに簡単化したものとして、片側の直流母線に接続されるサイリスタをすべてダイオードで置換する混合ブリッジ方式が考えられる。この場合の本方式による電動機運転諸特性は、ダイオード側の転流現象とサイリスタ側の強制転流現象を別々に考慮して、本解析と同様の手法を用いて定常および安定解析を実施することができる。⁽³⁰⁾

図 2.20 は混合ブリッジ方式で同じ供試電動機を運転した場合の同期特性の一例を示したもので、同図を図 2.11 の純ブリッジ方式を用いた場合と比較すると、混合ブリッジ方式を用いた場合には同期運転可能な負荷範囲が拡大していることがわかる。

同様の傾向が他のパラメータを変化した場合にも実測されることから、一般に混合ブリッジを用いることによって回路をより簡単化し同期運転範囲を拡大できるといえる。しかし、サイリスタ純ブリッジと混合ブリッジでは、その進み制御角に対する整流器出力電圧特性が異なり整流器のゲインが異なる。さらに、強制転流動作による負帰還効果の期待される α の変化範囲が異なるために同期外れを起さない範囲の回転数脈動範囲が異なることなどから、直接的な両方式の対比を試みることは困難である。また、混合ブリッジ方式では電源側に非対称電流を生じるうえ、電機子電流の脈動も増加することなどを考慮すると、整流器構成としていずれの方式を採用するかについては、必要な同期運転負荷範囲とともに電

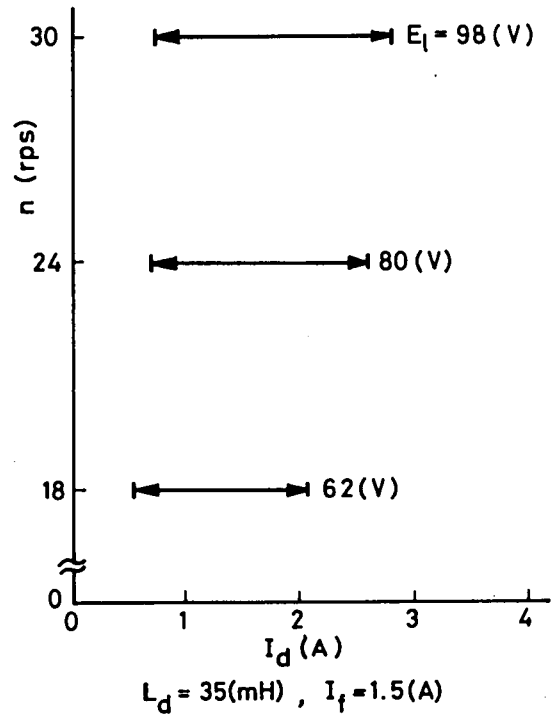


図 2.20 混合ブリッジを用いた場合の同期化運転負荷範囲

源への影響，トルク脈動などを含めて総合的に選択する必要がある。

2.7 結 言

本章では直流他励電動機の定速度運転の一方式として，強制転流機能を有するサイリスタ整流器の強制転流領域における出力電圧特性を効果的に利用した同期化運転手法について考察した。

直流電動機は本来非同期の電動機であり，定速度運転を実現するためには何らかの手法を用いてフィードバック制御系を構成することが必要である。この制御系としてはアナログ方式，デジタル方式などの各方式がありうるが，いずれの場合にも電力変換器自体は単に電力増幅器としてのみ機能するものが多く，良好な定速度運転を実現するための制御系の構成は複雑となる。

これに対し本章で考察した同期化運転方式は電力変換器自体の入出力特性を利用して負帰還効果を実現することによって，極めて簡単に定速度制御系を構成することができるものである。本方式では，電力変換に使用される整流器が従来のPLL制御方式における発振・位相検波および電力増幅のすべての機能を含むものとして動作し，直流側の平滑インダクタンスおよび電動機が従来のローパスフィルタに相当する。したがって，原理的には，同期化運転を実現するためにはエンコーダ信号を利用するパルス発生回路以外の付加装置を必要としない。

本文では始めに本方式の回路構成について述べ，ついで本方式の動作原理を明らかにして同期回転数を示す式を導出した。さらに，瞬時転流を仮定した場合と強制転流を考慮した場合のそれぞれについて，定常状態において成立する関係式を示した。また，定常動作点の安定性を考察するために，微小変動理論を用いて定常解の安定性を決定する特性方程式を導出した。瞬時転流を仮定した場合の安定条件として，連続モデルおよびインパルスモデルからそれぞれ(2.19)，(2.24)式が得られた。

より厳密な安定解析として強制転流を考慮した場合の連続モデルによって(2.31)式に示した特性方程式を導いた。1 kWの供試電動機を用いた負荷特性と同期特性の実験結果をこれらの解析結果と比較して，同式による解析の妥当なことを示した。この結果，本方式は比較的高速での運転が要求されるような分野での応用に適したものであることが判明した。

本方式は回路構成が簡単である反面，同期運転可能な負荷範囲が限定される。さらに，同期電動機に類似した脱調現象が存在する。そこで，これらの対策として幾つかの方式が考えられることを示し，電機子に僅かな外部抵抗を直列に挿入した場合の安定性向上効果などに言及し

た。最後に、混合ブリッジ構成の整流器を用いると同期運転可能な負荷範囲が拡大することを示した。

負荷条件を考慮した最適動作点の決定法、同期引込み現象解析および過渡安定度のさらなる向上を実現する手法などに関して検討することが今後の課題である。

第3章 誘導電動機の同期化運転

3.1 緒 言

前章では強制転流形のサイリスタ整流器の進み制御角領域における出力電圧特性を効果的に利用した直流他励電動機の同期運転について考察した。直流電動機は応答速度が速く制御も比較的容易であることから現在でも各種の用途に使用されているが、製造価格が高いこと、整流火花の問題および保守上の繁雑さを考慮するとより低価格で保守も容易な誘導電動機が産業界でより好まれていることは否めない。このような観点から、本章では前章と同様の制御を誘導電動機に適用して、電力変換器に負帰還作用を付与して系の動作を安定化した同期化運転方式を検討する。

かご形誘導電動機はその構造上電動機を無接点化できること、および、製造価格が低いことなどからしばしば賞用されている。反面、電動機制御方法が一次固定子巻線側の制御に限定されることになる。したがって、本章で目的とする自制式の安定化制御方式の適用も一次巻線側のみで考える必要がある。逆に巻線形誘導電動機の場合には、かご形機同様の一次側制御に加えて二次巻線側を制御することも可能であり、この特徴を用いた自制式同期化運転を実現する手法が別途考えられる。

本章では、始めに一次側制御と二次側制御のそれぞれに関して、自制式の安定化機能をどのように実現すればよいかについて基礎的な考察を行なう。この結果にもとづいて、中性点分離整流方式⁽³⁷⁾を利用した自制式一次電圧制御方式による誘導電動機の同期化運転方法を提案する。^{(32), (33)}本方式は中性点分離整流方式の直流回路で電動機一次巻線に対して直列に挿入される逆起電力を、強制転流形インバータの直流電圧で置換してその電圧値を自制的に制御する方式である。したがって、この場合電動機の同期設定回転数は前章と同様にエンコーダの一回転当りのパルス数、分周比および電源周波数の値によって定まる。

誘導電動機の二次側を制御する場合には、従来より静止セルビウス方式を始めとして、^{(92), (93)}二次抵抗をチョップ制御によって等価的に変化させ比例推移を利用した速度制御法、^{(94), (95)}超同期電動機に代表される二次励磁を用いる方法^{(96), (97)}など、各種の方式が考えられている。これらはいずれも電動機の可変速運転を対象としたものであって、精密な速度制御の要求される場合には複雑な速度制御系を構成することが必要である。これに対し、誘導電動機の回転数が二

次周波数と一対一の関係にあることに着目すると、外部から強制的にこの二次周波数を決定して定速度運転を実現する方式が考えられる。そこで、本章では電動機二次巻線側に強制転流形サイリスタ整流器を接続して、これを一定の外部信号周波数で制御することによって同期化運転を実現する方式について考察する。⁽³⁴⁾⁻⁽³⁶⁾

本文では上述の一次側および二次側制御のそれぞれに関して、回路構成と動作原理、始動および同期引込み方法、定常特性解析ならびに定常動作点からの微小変動諸量間の関係に着目した安定性解析を実施し、あわせて実験によってこれらの方式の有効性とその特徴を明らかにする。

3.2 誘導電動機の自制式安定化制御法

3.2.1 一次側制御法

一次側制御の最も簡単な方式として逆並列サイリスタを用いた位相制御法がある。この方式は極めて簡単な回路構成で電動機の印加電圧を制御することができるが、本章で目的とする電力変換器に系の安定化機能を付与して自制式安定化制御による安定な運転を実現することは不可能である。いま、図 3.1(a)に示すようにエンコーダの出力パルスを直接増幅し逆並列サイリスタの点弧信号として利用するものとする。負荷トルクが増加し回転子の回転速度が減少すると、エンコーダ信号の位相が電源に対して遅れるためにサイリスタの動作点は(b)図のP点からQ点へ移動する。したがって、電動機印加電圧はさらに減少し回転数が低下して負帰還効果を実現することはできない。

これに対し、電圧形インバータの電源電圧 E_d をサイリスタ整流器で得るものとし、この整流

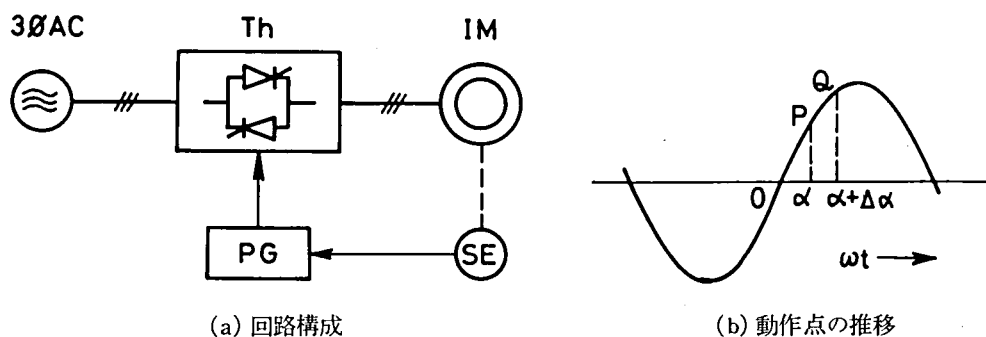


図 3.1 逆並列サイリスタを用いた一次電圧制御回路構成

器を図 3.2 に示すようにエンコーダ信号で直接制御する方式が考えられる。この方式によれば強制転流領域における整流器の出力電圧特性を前章同様に利用して容易に負帰還効果を実現できる。さらに、インバータに PWM 方式の正弦波インバータを用いることにより電動機の脈動トルクも軽減される。しかしながら、この方式は全体の回路構成が極めて繁雑となる欠点がある。

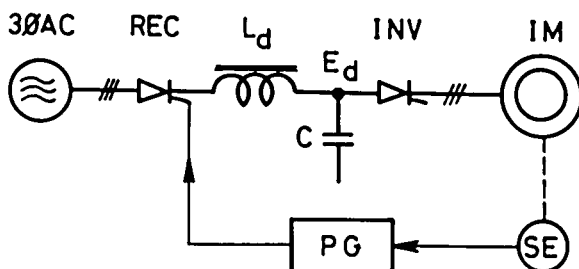


図 3.2 自制式一次印加電圧制御回路構成

このように電動機への印加電圧を電源側で制御する方式は困難であるから、次に逆起電力を制御する方式を検討する。図 3.3 に示す回路は電動機一次巻線と直列に逆起電力 \$E_d\$ を挿入しこの値を自制的に制御するもので、ダイオード整流器を使用することによって回路構成を単純化したものである。いま、整流器出力電圧を \$E_{d1}\$、フィルタを含む直流側抵抗を \$R_d\$、直流電流を \$I_d\$ とすると次式が成立する。

$$I_d = \frac{E_{d1} - E_d}{R_d} \quad (3.1)$$

これより、電動機回転角速度を \$\omega_m\$ として、\$\partial E_d / \partial \omega_m > 0\$ となるように \$E_d\$ を自制的に制御すると \$\partial I_d / \partial \omega_m < 0\$ の関係が成立し負帰還作用が得られる。本方式による同期化運転については 3.3 節で考察する。

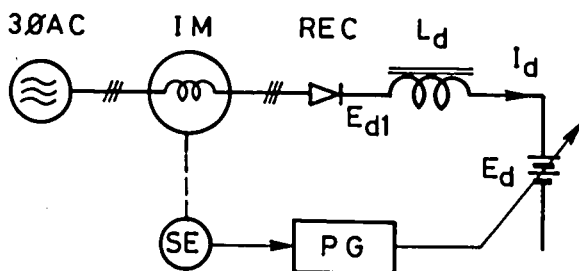


図 3.3 自制式一次逆起電力制御回路構成

3.2.2 二次側制御法

電動機の励磁インピーダンスを無視すると一次側と直列に逆起電力を挿入することと二次側と直列に逆起電力を挿入することは等価であるから、図 3.3 に示した手法は巻線形誘導電動機の二次側制御においても同様に自制式安定化制御法としてこれを利用することができる。この場合、主回路構成は静止セルビウス方式と同様であって、すべり電力を電源側へ回収するインバータの動作領域およびその点弧制御方法が異なることになる。しかしながら、この方式は基本的に一次側制御法と異なるものではないと考えられるので、巻線形電動機に固有の制御法として二次周波数を制御する方式を考える。

いま、図 3.4 に示すように電動機二次側にサイリスタ整流器を接続し、その整流出力を外部抵抗 R_e で消費するものとする。二次側整流出力電圧を E_{d2} とすると直流電流 I_d は

$$I_d = \frac{E_{d2}}{R_e} \quad (3.2)$$

で与えられるから、 $\partial E_{d2} / \partial \omega_m < 0$ を満たすように整流器が制御されるものとする。すると $\partial I_d / \partial \omega_m < 0$ となり負帰還効果が得られる。なお、図の PG は一定周波数のゲート信号発生器であって、二次周波数を一定として回転数を一定に保つものである。さらに、静止セルビウス方式と同様に R_e を他励インバータの直流電圧で置換することも考えられる。本方式による同期化運転とその実験結果については 3.4 節でこれを検討する。

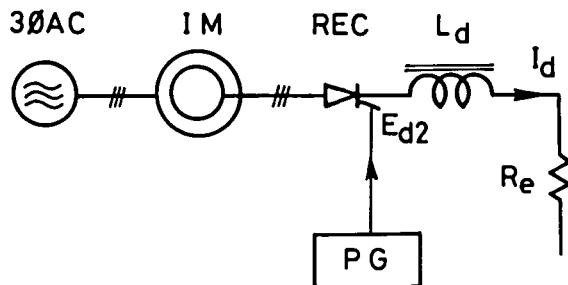


図 3.4 二次側制御方式回路構成

3.3 自制式一次電圧制御方式による同期化運転

3.3.1 回路構成と動作原理

かご形電動機に対しても適用可能な一次電圧制御方式を用いた自制式同期化運転の主回路構成を図 3.5 に示す。本回路は、電動機 IM の一次巻線の中性点を分離してダイオード整流器

RECにより整流後、直流母線と直列に挿入したインバータ INV を用いてその直流側電圧 E_d を電動機一次側の逆起電力として利用するものである。ここで、INV は強制転流形とすることが必要で、かつ、その動作領域は一般に強制転流インバータ動作領域に限定されるものとする。なお、INV の点弧信号は電動機軸に直結したエンコーダから得られる連続パルス列を設定回転数に応じてパルス発生回路 PG により分周後、直接増幅してこれを用いるものとする。

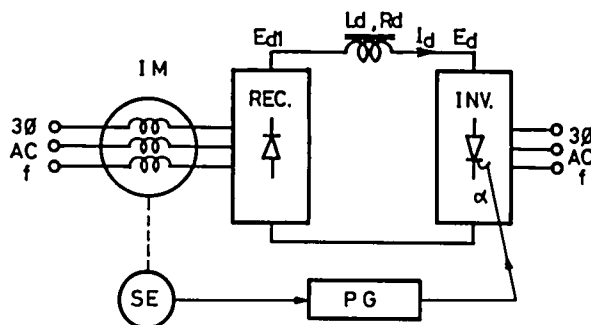


図 3.5 自制式一次電圧制御方式の同期化運転主回路構成

いま、簡単のために強制転流形インバータの動作を理想化して、その直流電圧特性が通常の場合と同様に次式で与えられるものとする。

$$E_d = -E_{d0} \cos \alpha \quad (3.3)$$

ただし、 E_{d0} は E_d の最大値であり、 α は $\pi/2 < \alpha < \pi$ の範囲の値をとる進みを正とする進み制御角である。なお、上式の負符号は E_d が通常の整流器動作時に対して逆極性を正とみなすことを示している。

始めに系の状態が図 3.6 の A 点 (α_A , E_{dA}) で定常同期状態にあるものとする。負荷トルクが増加するとエンコーダ信号の位相が電源側に比較して遅れる結果、動作点は $A'(\alpha'_A, E'_{dA})$ へ移動し、直流電圧 E_d の値が減少し I_d は逆に増加する。この結果、電動機発生トルクは増大して安定化作用が得られる。定常時の同期回転数 n (rps) は明らかに次式で与えられる。

$$n = \frac{6K}{M} f \quad (3.4)$$

ただし、 M , K , f はそれぞれ回転子一回転あたりのエンコーダパルス数、分周比および交流電源周波数である。

図 3.5 でエンコーダ SE および PG の自制ループを除外しインバータ部を直流電圧で置き換えた回路構成は中性点分離整流方式として報告されているもので、⁽³⁷⁾ 整流回路の交流側インピー

ダンスが大きい場合僅かの電流で重なり角が増加し、電動機巻線電流に含まれる高調波成分が減少する特徴を有している。本同期化運転方式は、この中性点分離整流方式の長所を損うことなく簡単な回路構成で交流電源周波数の分数倍の同期設定回数が得られるもので、電動機発生トルクの脈動も少なく低速運転にも適したものといえる。

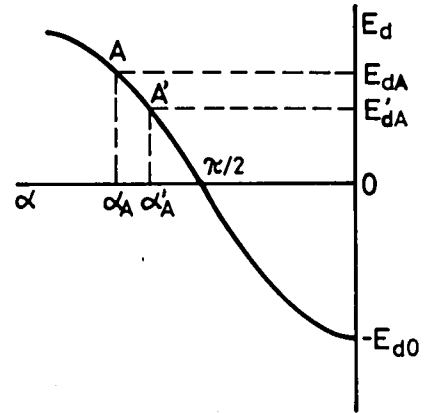


図 3.6 インバータ直流電圧特性

3.3.2 始動および同期引込み方法

本方式における強制転流形インバータの自制式安定

化機能は前章に述べた直流他励電動機の同期化運転における強制転流形整流器の機能と同様に考えることができる。したがって、電動機の始動および同期引込みについても 2.5.3 節と同様に電動機回転数 n_m を設定回転数 n と比較してインバータを制御すれば良い。すなわち、図 3.6 を参照して始動時は電源位相に同期した α_{\min} (約 $\pi/2$ rad) でインバータを制御し $E_d \cong 0$ の状態で電動機を加速する。電動機回転数が設定回転数に近づくと、インバータの点弧信号にエンコーダ信号を用いて強制転流領域のインバータの出力電圧特性を利用した安定化作用によって電動機を同期運転する。逆に回転数が設定値より極端に高い場合にはインバータを α_{\max} (約 π rad) で制御し、最大の逆起電力 E_{d0} を直流回路に発生させて I_d を減らして電動機を減速する。

なお、実験に使用したインバータは前章と同様の直列ダイオード方式とした。一般に、直列ダイオード方式の強制転流回路ではサイリスタの転流時点で直流母線側に転流コンデンサの電圧がスパイク状に発生する。この結果、図 3.5 に示すインバータ電圧 E_d が幾分減少してインバータとしての動作領域が減少する。したがって、強制転流形インバータに直列ダイオード方式を採用する場合には、可能な限り小容量の転流コンデンサを使用してインバータ動作を理想的なものに近づける必要がある。実験では各相 $2\mu\text{F}$ 、デルタ接続のコンデンサを使用し、上述した α_{\min} および α_{\max} は有効な強制転流インバータ動作範囲を考慮して実験的に設定している。

3.3.3 定常状態の解析

本方式の定常状態はインバータ電圧 E_d を一定として電動機側を考察する場合、文献(37)と同様の詳細な解析を実施すれば良い。しかしながら、この解析では電動機側諸量の精密な解析が可能であるものの、定常動作点からの微小変動諸量の関係に着目して本方式の定常安定性を考察するためにはより簡単化された定常解析式が望ましい。したがって本節では、整流器、フィ

ルタおよびインバータより構成される直流側回路に着目して定常特性を近似解析する。

いま、簡単のために電動機の励磁インピーダンスが二次側インピーダンスに比べて十分に大きいものと仮定すると、誘導電動機を等価的に抵抗 R_M 、リアクタンス X_M の直列回路で表現できる。⁽³⁷⁾ このとき、 R_M 、 X_M を整流器の電源側インピーダンスとみなしてその整流動作を解析すると、電流の重なり角は近似的にリアクタンス成分のみを考慮して求まる等価重なり角⁽⁹⁶⁾とほぼ等しく次式で与えられる。

$$\cos u = 1 - \frac{\sqrt{2} X_M I_d}{E_{1l}} \quad (3.5)$$

ただし、 E_{1l} は電動機印加一次電圧の線間電圧実効値である。また、交流側の抵抗成分による電圧降下を単流期間と重なり期間についてそれぞれ考慮し、その直流出力電圧の平均値への影響を計算すると、 R_M の効果を等価的に係数 κ を用いて κR_M で表わすことができる。⁽⁹⁵⁾ したがって、インバータ電圧 E_d と共に本方式における定常時の直流等価回路を図 3.7 のように考えることができる。ここで、

$$\left. \begin{aligned} E_{d10} &= \frac{3\sqrt{2} E_{1l}}{\pi} \\ \kappa &= 2 - \frac{3u}{2\pi} \\ R_M &= R_1 + \frac{a^2 R_2}{s} \\ X_M &= X_1 + a^2 X_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

ただし、

- R_1, R_2 : 電動機一次側および二次側抵抗
- X_1, X_2 : 一次側および二次側リアクタンス
- a : 巻線比
- s : すべり
- R_d : フィルタの直流抵抗値

である。

R_M を R_1 と R_2 に分解し図 3.7 より出力部を分離すると図 3.8 の回路が得られる。出力 P は破線で示した抵抗の消費電力で与えられ、

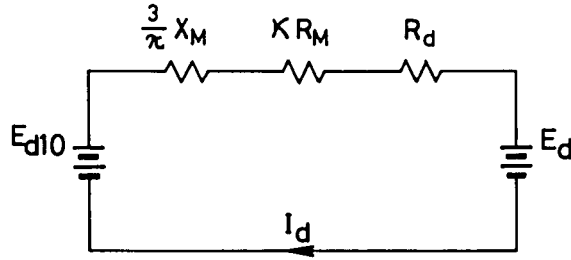


図 3.7 直流等価回路

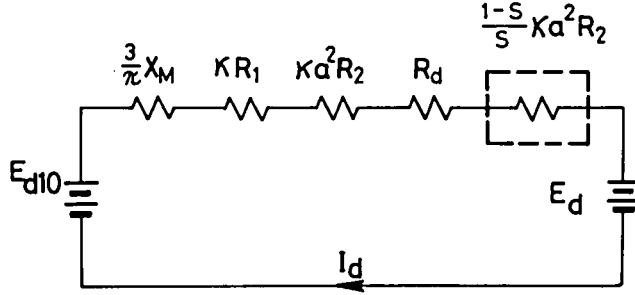


図 3.8 出力を分離した直流等価回路

$$P = \frac{1-s}{s} \kappa a^2 R_2 I_d^2 \quad (3.7)$$

となる。これより電動機発生トルク T は

$$T = \frac{P}{(1-s)\omega_0} = \frac{\kappa a^2 R_2 I_d^2}{s\omega_0} \quad (3.8)$$

で与えられる。ここに ω_0 は極数と電源周波数で定まる通常の意味における同期角速度である。

インバータは第 2 章と同一回路構成の直列ダイオード方式であるから、制御角 α の定義および E_d の極性に着目して (2.4), (2.5) 式を参照すると次の関係が成立する。

$$X_c I_d \theta + 3\sqrt{2} E_{2l} \sin(\theta - \alpha) - \frac{\omega}{\omega_{ec}} X_c I_d = 0 \quad (3.9)$$

$$E_d = -\frac{3\sqrt{2} E_{2l}}{\pi} \sqrt{1 + \frac{3X_l}{X_c}} \sin(\alpha + \varphi - \theta) \quad (3.10)$$

ただし,

$$\omega_{lc} = \sqrt{\frac{X_c}{3X_l}} \omega, \quad \varphi = \tan^{-1} \frac{\omega_{lc}}{\omega}, \quad X_c = \frac{1}{\omega C}, \quad X_l = \omega l$$

C : 転流コンデンサ容量

l : インバータ電源側漏れインダクタンス

ω : 電源角周波数

E_{2l} : インバータ側線間電圧実効値

θ : インバータのダイオード転流遅れ角

(3.5)～(3.10)式および直流等価回路を用いると、 E_{1l} および E_{2l} を一定として同期設定回転数を仮定した場合の定常特性を I_d を変化することによって計算することができる。

3.3.4 安定性解析

本方式の精密な安定性解析は困難であるから、ここでは直流回路の時定数は交流側のインバータ動作周期に比べて十分に大きいものと仮定して、インバータの点弧角変動を中心に系の安定性を考察する。さらに、電動機回転数はこの期間中大きく変化することはないものとし、(3.8)式のトルク T の変動分としては I_d の変動による影響のみを考慮する。また、交流側抵抗 R_M の等価直流抵抗 κR_M は正確には I_d の関数であるが、近似的にこれを整流器の重なり角を無視して $\kappa = 2$ とおいた場合と同様に扱えるものとする。⁽⁹²⁾このとき、(3.8)式より定常動作点近傍でのトルクの増分 ΔT は定数 K_T を用いて

$$\Delta T = \frac{4a^2 R_2 I_d}{s\omega_0} \Delta I_d = K_T \cdot \Delta I_d \quad (3.11)$$

とおける。直流側平滑インダクタンスを L 、直流等価回路の全抵抗成分を R とおくと I_d の増分 ΔI_d は次式で与えられる。

$$\Delta I_d = -\frac{1}{R + LS} \Delta E_d \quad (3.12)$$

ただし、 S はラプラス演算子である。

インバータ電圧の増分 ΔE_d は(3.9)、(3.10)式を線形化して $\Delta\theta$ を消去することにより定常動作点に依存した定数 A_1 、 A_2 によって

$$\Delta E_d = A_1 \Delta\alpha + A_2 \Delta I_d \quad (3.13)$$

とおける。(3.11)～(3.13)式から微小変動諸量間のブロック線図は図3.9に示すようになる。ここで、 J 、 F および ΔT_l はそれぞれ機械系の慣性モーメント、粘性摩擦係数および負荷トルクの外乱である。なお、エンコーダの伝達特性は第2章と同様に $M/6KS$ で与えられることは明らかである。

は、自作の回転スリット式エンコーダを使用し
 した結果、工作精度の面で $M = 60$ が上限で
 あり $n > 24\text{ rps}$ での運転は実現できなかった。

定常同期状態における直流等価回路を用い
 た近似解析結果を実測値と比較して図 3. 11,
 3. 12 に示す。トルクの実測値は発電機出力、
 発電機の抵抗損失および回転損失より逆算し
 たものであまり正確な値とはいえないが、こ
 れらの結果から 3. 3. 3 節で述べた近似解析式
 を用いて本方式の定常特性を算定することが
 可能であるといえよう。

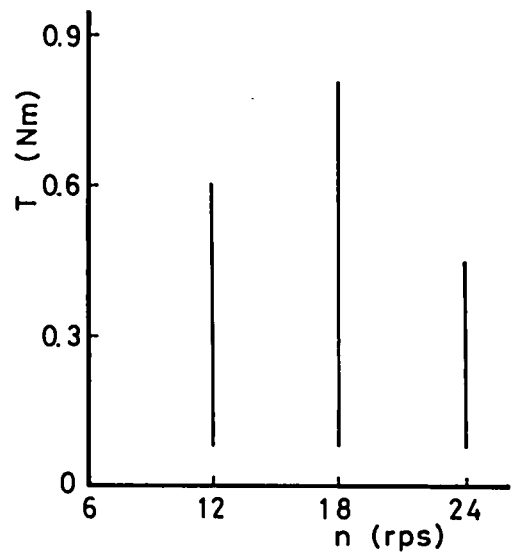


図 3.10 自励式一次電圧制御方式の同期特性

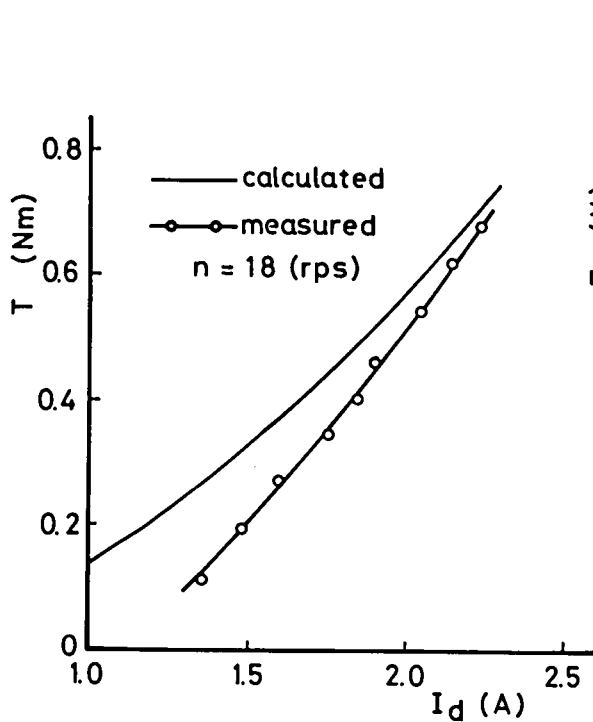


図 3.11 電動機発生トルクと直流電流の関係

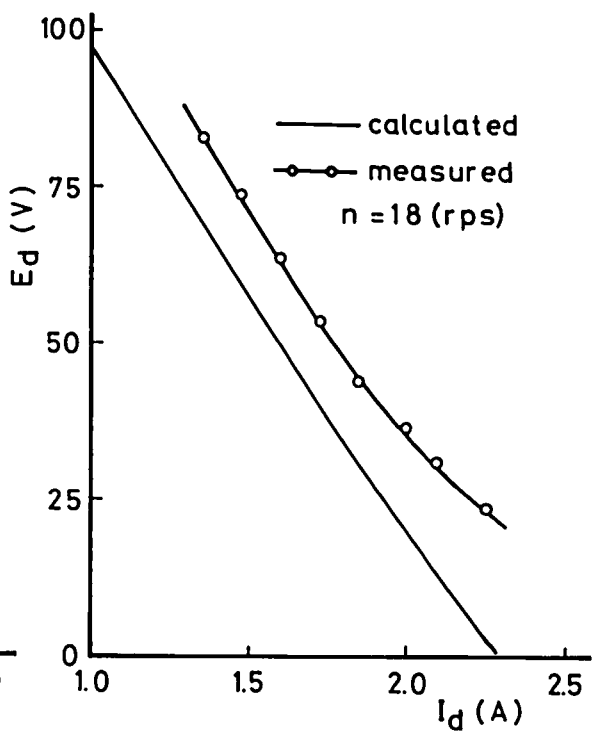


図 3.12 インバータ電圧と直流電流の関係

3.4 二次側制御方式による同期化運転

3.4.1 回路構成と動作原理

巻線形誘導電動機の二次側を制御することによって同期設定回転数での定速度運転の可能な主回路構成を図 3.13 に示す。本回路は、電動機二次巻線側に強制転流機能を有するサイリスタ純ブリッジで構成される整流器 REC を接続し、サイリスタ群を外部ゲート信号発生器 PG で一定ゲート周波数 f_g で制御するものである。整流回路の負荷側回路条件は選択スイッチ SW によって外部抵抗負荷 R_e を使用するか、または、他励インバータ負荷 INV を使用してすべり電力を電源側へ回収するかのいずれかを選択するものとする。

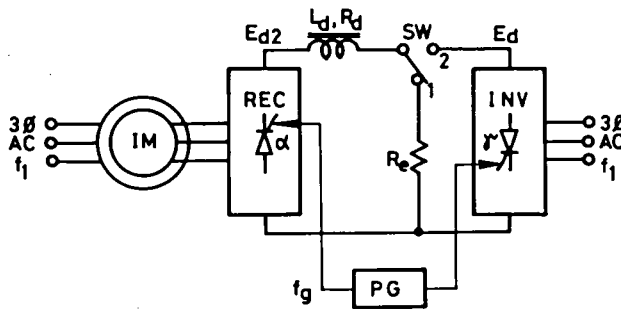


図 3.13 二次側制御方式の同期化運転主回路構成

本方式は見かけ上自制式閉ループ制御回路を有しないが、整流器の動作領域が強制転流動作領域に限定されるものと仮定すると、以下のように実質的に自制式の安定化作用が実現されることがわかる。

いま、電動機は定常同期状態にあるものとし二次周波数を f_2 、整流器の進み制御角を α とする。簡単のために強制転流動作を無視した理想的な整流状態を仮定すると、整流器出力電圧 E_{d2} は次式で与えられる。

$$E_{d2} = sE_{d20} \cos \alpha \quad (3.14)$$

ただし、 s は通常の意味における電動機のすべりであり E_{d20} は $s = 1$ における E_{d2} の最大値である。

ここで、負荷トルクが僅かに増大するとすべりが増加して二次周波数 f_2 も $f_2 + \Delta f_2$ へ増大する。 f_g は一定であるから α は図 3.14 に示すように $\alpha + \Delta \alpha$ へ変化するが、 $\Delta f_2 > 0$ を考慮すると $\Delta \alpha$ は負であることがわかる。したがって、 E_{d2} の増分 ΔE_{d2} は (3.14) から

$$\Delta E_{d2} = E_{d20} \cos \alpha \cdot \Delta s - sE_{d20} \sin \alpha \cdot \Delta \alpha > 0 \quad (3.15)$$

となる。これより二次側整流出力電圧が増加して直流電流 I_d および電動機電流を増加することによって電動機発生トルクも増大し、負帰還による安定化作用が得られることになる。系が安定であれば動作点は新しい定常点へ移動するが、この間は数回の減衰振動を伴うのみであり、整流器の制御角変動が整定するにつれて回転数変動も収束し同期を保つことができる。同期状態においては二次周波数と外部信号周波数が一致することから、定常時の同期回転数 n (rps) は明らかに次式で与えられる。

$$n = \frac{f_1 - f_g}{\lambda} \quad (3.16)$$

ただし、 f_1 は交流電源周波数であり λ は電動機の極対数を示す。なお、定常時の電動機のすべり s は (3.16) 式から

$$s = \frac{f_g}{f_1} \quad (3.17)$$

で与えられる。

本方式は、従来の静止セルビウス方式の分巻速度特性を簡単な回路構成によって改善するものと考えられる。外部抵抗 R_g を使用した場合の主回路構成はさらに単純化され、サイリスタ純ブリッジの代りに混合ブリッジを用いること、また、電動機二次側の中性点を使用した半波方式への変形なども容易に可能である。

3.4.2 始動および同期引込み方法

電動機の始動時は二次周波数が変化してその位相制御は極めて複雑となる。本方式では必ずしも始動に際して整流器を位相制御することは必要でないので、簡単のために始動時はすべてのサイリスタのゲートに直流信号を印加して整流器をダイオード整流器として動作させることにより電動機を加速する。この間、十分な始動トルクを得ると共に電動機電流が過大となることを避けるために、 R_g もしくはインバータ電圧 E_d を適切に調整する必要がある。

電動機の回転数が上昇し同期設定回転数に近づいた時点で直流ゲート信号を除去してサイリスタを一定周波数 f_g で制御し、前述した自制式安定化作用の原理による同期引込みを実現する。この整流器動作の切換えに際しては整流素子の周期的な導通順序を一定に保つことが必要

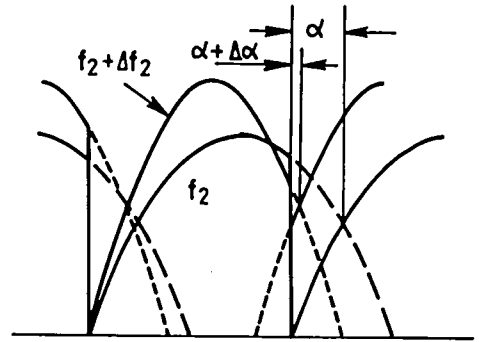


図 3.14 二次側制御方式の同期化原理

である。また、自制式安定化作用は強制転流領域でのみ実現可能であるから、整流器動作切換え直後に始めに点弧されるサイリスタの制御角を進み角領域とすることも必要である。このため、実際の動作切換制御回路では整流器がダイオード整流器として動作している状態で特定の整流素子の導通期間を検出し、これを整流器動作切換時の補助情報として利用することになっている。

回転数が設定値より極端に高く安定な同期運転および転流動作の不可能な場合には、整流器を再びダイオード整流器として制御し、さらに、 R_e もしくはインバータ電圧を調整して電動機を減速する。回転数の減少に伴い同期設定数近傍で再び同期引込みを実行する。以上の操作を制御回路で実現することは比較的容易であり、後の実験結果に示されているように広範囲の負荷に対して同期運転が実現された。

3.4.3 定常状態の解析

電動機の二次側諸量に着目して一次側を二次側に換算すると、励磁インピーダンスの影響も含めて電動機側を $sR'_p + R_2$ 、リアクタンス $s(X'_p + X_2)$ の直列インピーダンスで等価的に表わすことができる。⁽⁹⁵⁾ ここで、 R_2 、 X_2 はそれぞれ電動機の二次巻線抵抗および ω_1 に対する電動機の二次漏れリアクタンスであり、 R'_p 、 X'_p は (3.18) 式で与えられる電動機の一次漏れインピーダンス $R_1 + jX_1$ と励磁インピーダンス $R_0 + jX_0$ の関数である。

$$\left. \begin{aligned} R'_p &= \frac{1}{a^2} \cdot \frac{R_1 R_0 (R_1 + R_2) + R_1 X_0^2 + R_0 X_1^2}{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2} \\ X'_p &= \frac{1}{a^2} \cdot \frac{X_1 X_0 (X_1 + X_0) + R_1^2 X_0 + R_0^2 X_1}{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2} \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

ただし、 a は巻線比である。電動機一次印加線間電圧 E_{1L} の二次換算値は係数 m を

$$m = \sqrt{\frac{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2}{R_0^2 + X_0^2}} \quad (3.19)$$

とおくと sE_{1L}/ma で与えられる。

以上を考慮して、強制転流形整流器の整流出力電圧 E_{d2} を求めるためには抵抗分を含んだ直列ダイオード方式サイリスタ整流器の出力電圧解析を (2.4)、(2.5) 式の導出過程に準じて検討すれば良いことがわかる。この計算は抵抗分を含めるとかなり繁雑となるのでここではその結果のみ示すと、(2.4)、(2.5) 式に対応して (3.20)、(3.21) 式が成立するといえる。

$$\frac{X_c I_d \theta}{s} + 3(sR'_p + R_2) I_d - \frac{\omega_1}{\omega_n} X_c I_d + \frac{3\sqrt{2}sE_{1L}}{ma} \sin(\theta - \alpha) = 0 \quad (3.20)$$

$$E_{d2} = \frac{3\sqrt{2}sE_{1L}}{\pi ma} \cos(\alpha - \theta) + \frac{\omega_1 X_c I_d \theta}{\pi \omega_n} - \frac{3s(X'_p + X_2) I_d}{\pi} - (2 - \frac{6u}{\pi^2})(sR'_p + R_2) I_d \quad (3.21)$$

ただし、

$$\omega_n = \sqrt{\omega_{lc}^2 - \zeta^2}, \quad \omega_{lc} = \sqrt{\frac{X_c}{3(X'_p + X_2)}} \omega_1$$

$$\zeta = \frac{\omega_1(sR'_p + R_2)}{X'_p + X_2}, \quad u = \frac{\pi \omega_1}{2\omega_n}, \quad X_c = \frac{1}{\omega_1 C}$$

C : 転流コンデンサ容量

である。(3.20), (3.21) 式は未知数 $\alpha, \theta, I_d, E_{d2}$ を含んでいるが、図 3.13 に示した整流器出力側直流回路の SW の設定条件に依存して R_e または E_d を用いた直流電圧平衡式から E_{d2} を消去すると α, θ および I_d の 3 変数のみとなる。したがって、 I_d を変化して本方式の定常状態における負荷変化時の動作点を逐次計算を実行することによって強制転流の影響と電動機の励磁インピーダンスを共に考慮して解析することができる。

3.4.4 安定性解析

(1) 回転数変動と制御角変動の関係

いま、時刻 $t = 0$ において強制転流形整流器の転流直後に外乱その他の影響によって電動機の回転角速度が定常時の ω_m (rad/sec) から $\omega_m + \Delta\omega_m$ へステップ状に僅かに増加したものとする。このとき、電動機二次側誘起電圧の回転数変化後の位相角 θ_1 と、回転数変化を仮定しない場合の位相角 θ_0 はそれぞれ次のようにおける。

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= \varphi_0 + (s + \Delta s) \omega_1 t \\ \theta_0 &= \varphi_0 + s \omega_1 t \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

ただし、 φ_0 は二次側誘起電圧の $t = 0$ における初期位相角で、 Δs はすべり s の定常時からの微小変動である。

サイリスタの点弧周期の定常値を T_s とおくと、整流器の進み制御角 α の第 1 サンプル時刻 $t = t_1 (= T_s)$ における定常値からの増分 $\Delta\alpha_1$ は

$$\Delta\alpha_1 = \theta_0 - \theta_1 \Big|_{t=T_s} = -\Delta s \cdot \omega_1 T_s \quad (3.23)$$

となる。定常時の回転角速度 ω_m は

$$\omega_m = (1-s) \frac{\omega_1}{\lambda} \quad (3.24)$$

で与えられるから、(3.24)式の関係を用いて(3.23)式を変形すると

$$\Delta\alpha_1 = \lambda \Delta\omega_m T_s \quad (3.25)$$

が得られる。第 k 番めのサンプル時刻 $t = t_k (= kT_s)$ における α の増分 $\Delta\alpha_k$ は、サンプリングのたびに(3.25)式の $\Delta\alpha_1$ が加算されることを考慮すると次のようになる。

$$\Delta\alpha_k = \lambda \Delta\omega_m \cdot kT_s = \lambda \int_0^{kT_s} \Delta\omega_m dt \quad (3.26)$$

したがって、本方式における電動機回転角速度変動と整流器の進み制御変動間の関係は

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta\omega_m} = \frac{\lambda}{S} \quad (3.27)$$

で与えられることが示される。

(2) 瞬時転流を仮定した近似解析

本方式の定常動作点近傍における微小変動分に関する安定性を考察するには、3.4.3節の定常解の解析式をもとに微小変動諸量に関する線形な関係式を導出していくことが考えられるが、この場合、抵抗を含めたことによって極めて複雑とならざるを得ない。したがってここでは簡単のために瞬時転流を仮定して整流器の転流動作を理想化した場合に得られる簡易等価回路によって、系の微小変動諸量の間に成立するブロック線図を求めるものとする。

いま、転流が瞬時に終了するものと仮定すると電動機側は抵抗成分のみを考慮すれば良いから図 3.15 に示す直流等価回路が得られる。ここで、図の E_{d2} としては電動機の一次印加電圧 E_{1L} の二次側換算値と進み制御角を考慮して次式の直流電圧

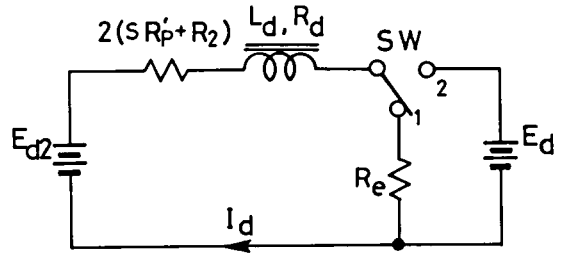


図 3.15 直流等価回路

を想定している。

$$E_{d2} = \frac{3\sqrt{2} E_{1L} s}{\pi m a} \cos \alpha \quad (3.28)$$

電動機の二次入力、直流出力 $E_{d2} I_d$ から電動機一次側抵抗 R'_p に起因する損失を差引いて次式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_2 &= E_{d2} I_d - 2sR'_p I_d^2 \\ &= \begin{cases} (2R_2 + R_d + R_e) I_d^2 \cdots \cdots \cdots \text{抵抗負荷使用時} \\ (2R_2 + R_d) I_d^2 + E_d I_d \cdots \cdots \text{インバータ負荷使用時} \end{cases} \quad (3.29) \end{aligned}$$

電動機発生トルク T の定常値からの増分 ΔT は、 T が P_2 に比例すること、および (3.29) 式を考慮すると比例定数 K_T を用いて

$$\Delta T = K_T \cdot I_d \quad (3.30)$$

とおくことができる。また、直流電流の変動分 ΔI_d は正確にはすべりと制御角の変動の影響を受けるが、回転数変動が微小であり主として後者の影響によって ΔI_d が与えられるものと仮定すると、(3.28)式および直流等価回路により直流回路の抵抗を R 、平滑インダクタンスを L とおくと次式で与えられる。

$$\Delta I_d = \frac{1}{R+LS} \Delta E_{d2} = \frac{G_c}{R+LS} \Delta \alpha \quad (3.31)$$

ただし、 G_c は整流器の伝達関数で、上述の仮定のもとでは定数である。

以上のことより、本方式の微小変動諸量間に成立する近似的なブロック線図として図 3.16 に示すモデルが得られる。

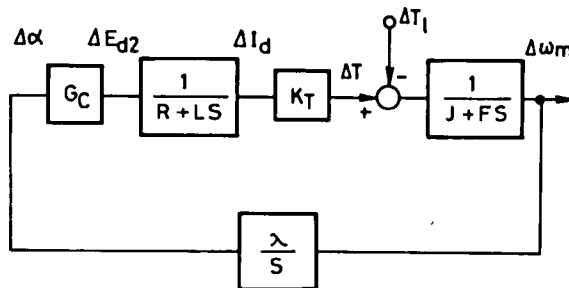


図 3.16 微小変動諸量間のブロック線図

3.4.5 実験結果

定格 1 kW, 4 極, 220V, 5.47A, 1650rpm の巻線形誘導電動機に直流発電機を直結し, 図 3.13 の系を構成して外部抵抗負荷使用時とインバータ負荷使用時のそれぞれの同期特性を測定した。表 3.1 に供試機の 60Hz における諸定数を示す。

表 3.1 供試電動機の諸定数

パラメータ		実測値
一次巻線抵抗	R_1	2.11 Ω
一次換算二次巻線抵抗	$a^2 R_2$	2.04 Ω
一次漏れリアクタンス	X_1	3.16 Ω
一次換算二次漏れリアクタンス	$a^2 X_2$	3.90 Ω
励磁インピーダンス抵抗分	R_0	6.90 Ω
励磁インピーダンスリアクタンス分 X_0		81.6 Ω
巻線比	a	0.98

(1) 抵抗負荷使用時の同期特性

電動機一次側印加線間電圧 $E_{1L} = 220$ V として整流回路に 140mH の平滑インダクタンスと外部抵抗 $R_e = 30 \Omega$ を接続して同期運転した場合の安定運転可能な電動機トルク～回転数特性を図 3.17 に示す。この同期特性は f_g を 30 Hz より 5 Hz おきに 10 Hz まで変化させ, 種々

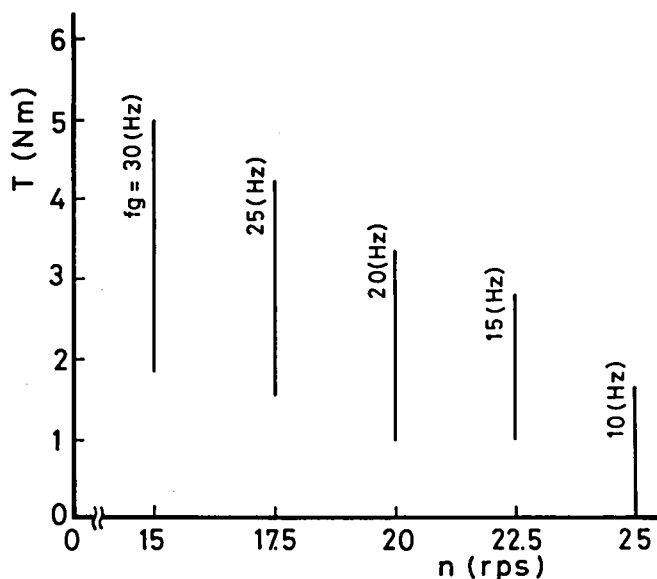


図 3.17 抵抗負荷使用時の同期特性

の同期設定回転数に対して実測したものである。供試機は4極機であり電源周波数 f_1 は60 Hzであるから(3.16)式より同期設定回転数 n は上記の f_g に対してそれぞれ15 rpsから2.5 rpsおきに25 rpsまでの値となる。図より、軽負荷時には f_g が低い場合でも同期運転ができるが、 f_g が高く同期設定回転数の低い場合には誘導電動機本来の低速領域におけるトルク～すべり特性のために安定な同期運転が実現されていない。他方、重負荷時には、 R_e の値が大きく比例推移の影響を受けてトルクの値が減少するうえに、抵抗損失の増加に伴い電動機出力の上限が制限される結果、高速領域における同期外れが見られる。

R_e をさらに減ずると最大同期トルクが増加して安定運転の可能な負荷トルク上限値が拡大する。逆に、 R_e を増加すると低速領域における同期運転可能な最低トルクの値が減少する。図3.18はこの様子を示すもので、ここでは R_e の値を20 Ω ～40 Ω の範囲で段階的に必要なトルクの値に応じて調整することによって同期運転可能な負荷範囲を求めたものである。同図を図3.17と比較すると、 $f_g = 20$ Hzの運転の場合に特に負荷範囲が拡大していることが示される。

R_e を一定とした場合、負荷トルクの変化に伴って直流電流 I_d が変化した場合の強制転流整流器の進み制御角が自動的に制御される様子は、(3.20)、(3.21)式を用いて逐次計算を繰り返すことによって解析できる。適切な α および θ の初期値をもとにNewton-Raphson法により求めた数値解を実測値と比較した結果の一例を $R_e = 30 \Omega$ の場合について図3.19に示す。図より、 I_d が増加するにつれて α が減少し E_{d2} を増加して同期を保つことが良く示されている。

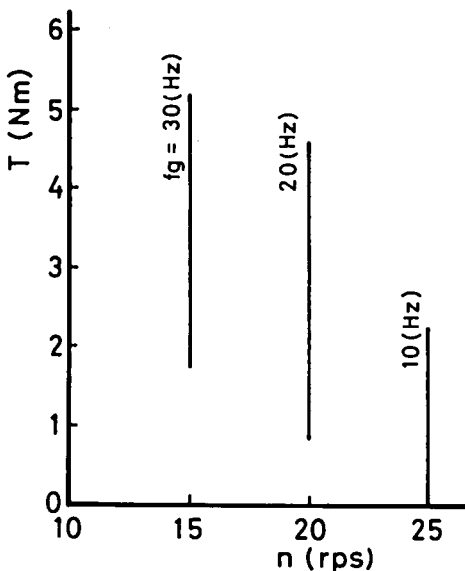


図 3.18 外部抵抗を調整した場合の同期特性

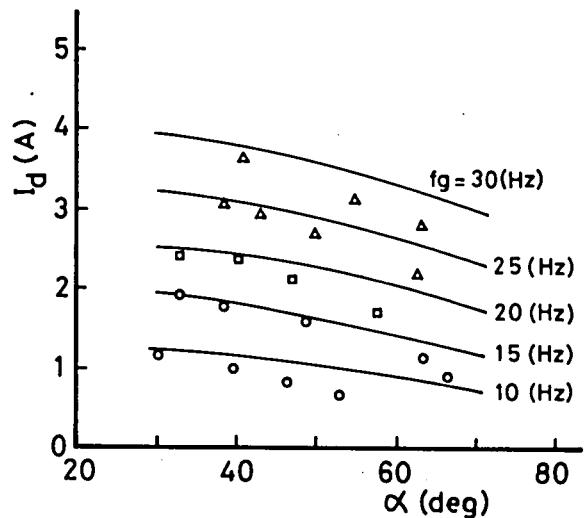


図 3.19 同期状態における直流電流と制御角の関係

る。同一の I_d に対しては f_g が高いほど電動機回転数が低く二次側誘起電圧振幅が大きいために α は増加し E_{d2} を一定に保つことによる。

(2) インバータ負荷使用時の同期特性

インバータを用いてすべて電力を電源側へ回収した場合の同期特性を表わすトルク～回転数関係を図 3.20 に示す。電源電圧の値は電動機側、インバータ側共に 220V である。同図を図 3.17 の抵抗負荷を使用した場合と比較すると、直流側に抵抗を用いた場合は抵抗値によって同期負荷トルク範囲が大きく制限される傾向があったが、インバータ負荷使用時は E_d の連続的な調整が可能であるために同期負荷範囲が拡大することがわかる。

図 3.21 は同期設定回転数の同一の値に対して安定運転の可能なトルク～インバータ電圧関係を求めたものである。図より、回転数を一定とした場合 E_d が増加するにつれて最大同期トルクの値はほぼ直線的に減少することがわかる。これは、 E_d の増加に伴う二次電流の減少のために負荷を負いきれずに同期外れを生じているものと思われる。負荷トルクの下限值については特に低速運転時において同期外れが著しい。このことは、低速運転時では僅かな E_d の減少によっても電動機が加速される結果、低負荷トルクにおける安定運転が損なわれているものである。

以上のように、インバータ負荷を使用することによって E_d を適切に制御して広範囲の負荷トルクに対して外部ゲート信号を用いた同期化運転を実現できることが確認された。

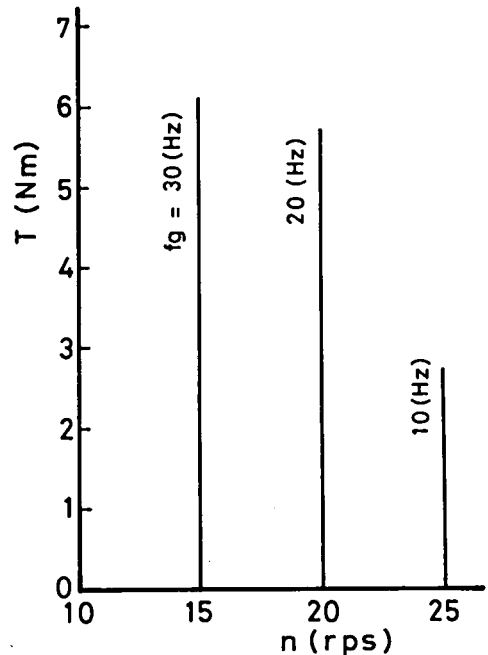


図 3.20 インバータ負荷使用時の同期特性

3.5 結 言

強制転流形のインバータあるいは整流器を効果的に使用した誘導電動機の同期化運転方式について検討した。本方式は第 2 章同様の自制式負帰還安定化作用を電力変換器の制御角に対する出力電圧特性を用いて実現するものである。一次側制御方式では負荷変動に起因する

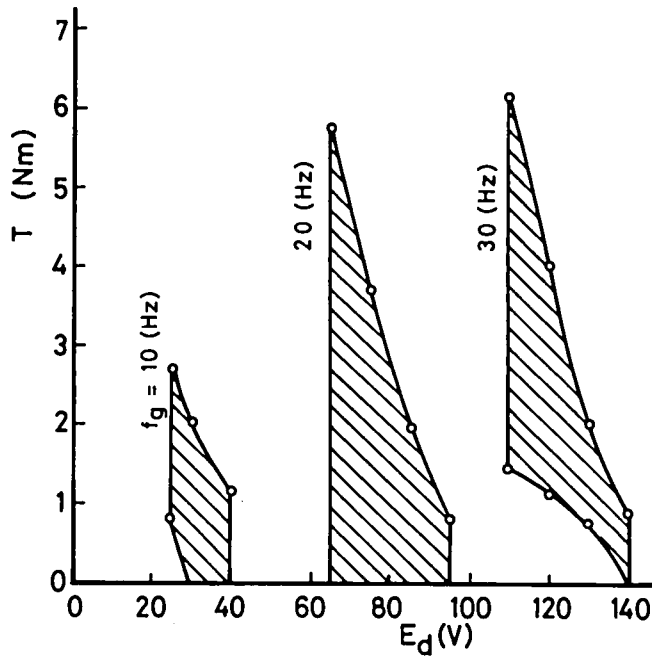


図 3.21 インバータ電圧を変化した場合の同期運転領域

エンコーダ信号の位相変化を利用したインバータ電圧の従属的な変化により，二次制御方式では負荷変動に起因する二次誘起電圧の振幅・位相変化を利用した二次側整流電圧の従属的な変化により，いずれの場合にも自制式の安定化作用が実現されることを示した。

ついで，電動機の始動および同期引込み方法を考察し，一次側制御方式では回転数を利用することにより，二次側制御方式では回転数を用いると共に二次側整流回路の整流素子の導通順序を一定として整流回路を制御することにより，いずれの場合についても同期化運転への移行が可能であることが示された。

定常状態の解析は整流器の転流動作，電動機の励磁および漏れインピーダンスを正確に考慮すると極めて複雑となる。そこで，本論では適切な仮定のもとで定常状態を解析するための近似式を導出し，さらにこの結果を用いて定常動作点近傍における微小変動諸量間の関係について考察し，単純化されたブロック線図を導びいた。

また，1 kWの供試電動機に本方式を適用して一次側制御および二次側制御の両方式による同期化運転の有効性を実験的に検討した。この結果，一次側制御方式では低トルク運転時の同期化は容易であるが，電動機の定格トルクを有効に利用するような重負荷時の同期化運転は困難であることが示された。しかしながら，エンコーダパルス数を増加して回転数の設定分解能を高めてより高速での運転を行なえば，さらに高い負荷トルクに対しても安定な運

転が可能になるものと思われる。

これに対し二次側制御方式の場合には、一次側制御方式に比較して広い負荷トルクの範囲での同期化運転が実現された。この場合、整流器負荷にインバータを使用すると外部抵抗を使用した場合に比較してすべり電力を電源側へ回収できるうえに同期運転範囲も拡大する。同一の回転数に対してはインバータ電圧の値によって同期運転可能な負荷範囲が変化することから、系の安定性を考慮して良好な動作点を検討する必要がある。

第4章 倍速無整流子電動機方式による同期電動機 の高速運転

4.1 緒 言

同期電動機は交流電源の周波数によって回転数が一意に決定されてしまうことから、特定の応用分野を除いては従来産業用途の駆動用電動機として賞用されることはなかった。しかし、簡単なゲート制御機能によって容易に電力の断続制御を可能とするサイリスタの出現以来、電動機軸に直結した位置検出器によって同期電動機駆動用インバータを制御する無整流子電動機 (Commutator-less motor, 以下, CLMと略す) が実用化され、⁽¹¹⁾⁻⁽¹⁴⁾ 現在では同期電動機も可変速電動機の一つとしてあらゆる産業分野で使用されるに至った。⁽¹⁷⁾

CLMの諸方式の中でも、電機子巻線の誘導起電力をサイリスタの転流電圧として利用するいわゆる自然転流形他励インバータを用いる方式は、使用回路素子数も少く経済性・信頼性に優れており、同期電動機の可変速運転の主流をなすものといえよう。近年ではこの方式の研究もかつての電機子反作用の解析⁽¹⁵⁾に代表される開ループ駆動諸特性の検討から、デジタル速度制御系の開発⁽³⁾あるいは整流器コンバータを含めた過渡特性の検討⁽¹⁶⁾など、閉ループ駆動時の研究へと移行しつつある現状である。

しかしながら、このCLMを高速運転することを考えると、従来方式のCLM (Conventional CLM, 以下, C・CLMと略す) では回転数の上昇に伴いインバータ動作周波数が増加し、動作の安定性が損なわれるうえ転流回数の増加によって転流損失も増大するなどの欠点が存在する。したがって、高速運転用途の同期電動機の可変速運転方式としては、C・CLMとは異なる形式の電動機制御方法が要求されるであろう。⁽⁴³⁾ さらに、回路構成の経済性および信頼性を考慮して、新たな電動機制御方法としては可能な限りスイッチ素子などの使用数を抑制し、かつ、保守性を向上させるためにも無接点化することが望ましい。

このような観点から、筆者らはC・CLMと同一の主回路構成を用いて高速運転用途に適した同期電動機の運転方式として倍速無整流子電動機 (Double speed commutator-less motor, 以下, D・CLMと略す) を開発した。^{(44), (45)} C・CLMでは電機子電流による回転磁界と界磁電流による励磁磁界の回転方向を同一としている。これに対し、D・CLMではこれらを互いに逆方向に回転させることによって、同一インバータ周波数で比較すると電動機回転数を倍増

することができる。本方式の系の主回路構成はC・CLMと同一であるから、始動および低速運転時には電動機の運転モードを変更し、D・CLMをC・CLMとして使用することも可能である。この運転モードの変更はインバータのゲート制御回路を工夫することにより極めて安定かつ容易に実現できる。

本章では、始めにD・CLMの回路構成および動作原理について述べ、ついで非突極性を仮定して簡単な動作解析を試みる。さらに、この結果を用いてD・CLMをC・CLMと比較して両方式の相違点を明らかにし、最後に本方式を1.5 kWの供試電動機に適用した場合の実験結果からその基本的有効性を確認する。

4.2 回路構成と動作原理

本節では、D・CLMの回路構成とその動作原理について述べる。電動機の運転モードを効果的に切替えるゲート制御方法を考察し、本方式をC・CLMの一拡張運転方式としてその制御法を検討する。

4.2.1 回路構成

D・CLMの主回路構成を図4.1(a)に示す。本回路は、電気自動車などの移動車輛駆動装置としての応用を想定して直流電源方式とした。図に示されているように、D・CLMの主回路はC・CLMと同様に、電源 E_s 、直流リアクトル L_s 、他励式インバータINV、同期電動機SM、位置検出器PSおよびサイリスタのゲート制御回路より成る。このことはD・CLMがC・CLM

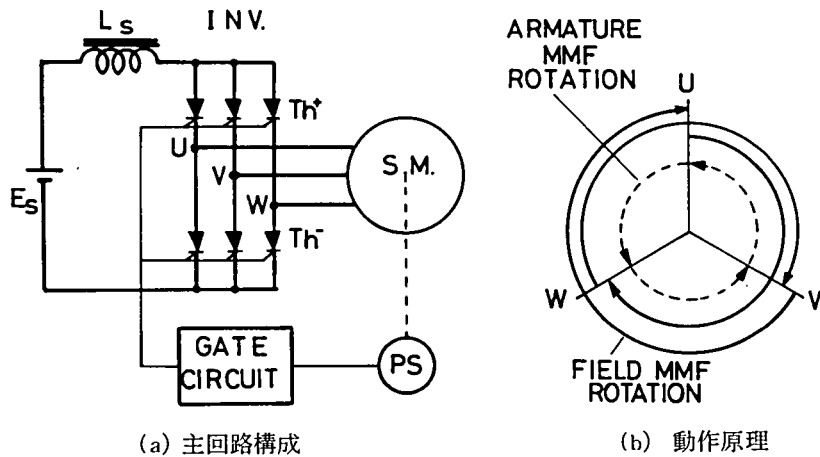


図 4.1 D・CLMの回路構成と動作原理

としても動作し得ることを意味するものである。したがって、始動時および低速運転領域においては高い負荷トルクに対応して電動機をC・CLMとして動作させ、回転数の上昇に伴い負荷トルクの小さい高速運転領域においては本回路をD・CLMモードで動作させることによって、常に最適の電動機運転が実現されることになる。

このように、D・CLMはC・CLMと相反するものではなく、逆にその延長線上にあって高速運転の必要な場合においてC・CLMを補完するものと考えることができる。

4.2.2 動作原理

D・CLMもC・CLMと同様に同期電動機を利用することから、電機子電流および界磁電流による両磁界の同期を保つことが必要である。図4.1(b)はD・CLMにおける両磁界の回転状態を示すものである。D・CLMにおいては、インバータの点弧位相を制御することによって破線で示される電機子電流の作る磁界は界磁磁界と逆方向に回転し、回転子が電気角で 240° 回転するたびに両磁界は同期する。インバータ動作の1周期におけるサイリスタの通電状態は、上記の動作を実現するために $Th_u^+ \rightarrow Th_w^-$, $Th_w^+ \rightarrow Th_v^-$, $Th_v^+ \rightarrow Th_u^-$ の3つの電流経路を順次形成するものとし、 120° 導通形のC・CLMに対してその電機子巻線を通る電流経路数は $1/2$ となる。ここで、各サイリスタThの上添字+および-は該当するサイリスタが直流母線の+側および-側のいずれに接続されているかを示すものである。

図4.2はサイリスタの導通状態の変化の様子を示すもので、(c)または(d)に示すようにD・

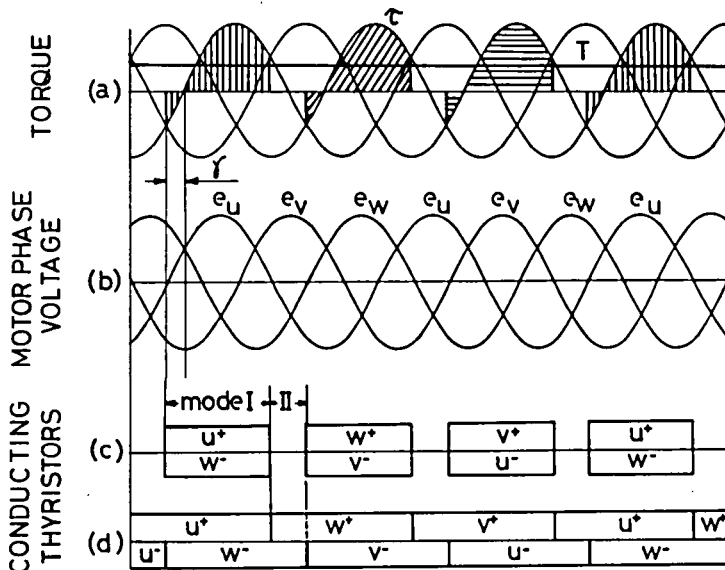


図 4.2 インバータ制御法と電動機発生トルク

CLMの動作を実現する2種類のインバータ制御法が考えられる。(c)においては、電流経路を構成する+側および-側直流母線に接続されるサイリスタは一括して同時にオン・オフされる。したがって、この方式ではインバータは強制消弧機能を有する必要があり、回路構成が複雑となるうえ経済性も低下し適切でない。

これに対し(d)に示される制御方式によれば上述の欠点を有せず、C・CLMと同様に自然転流動作が可能となる。同図は $e_u = e_w > 0$ となる時刻から電気角で r 進んだ時刻において Th_w^- が点弧される場合の動作例を示す。 Th_u^- は電気角で r の間逆バイアスされることになり、この r の値をC・CLMにおける場合と同様にインバータの進み制御角と定義する。 Th_w^- の点弧から次に Th_w^+ が点弧するまでの期間(モードⅠ)は電力が電源から電動機へ供給される期間であり、直流電流を一定と仮定すると電動機の瞬時発生トルク τ は(a)に示すようになる。

次いでモードⅡにおいては、 Th_w^+ の点弧によって Th_u^+ がターンオフすると同時に直流母線の電流 i_s は $E_s \rightarrow L_s \rightarrow Th_w^+ \rightarrow Th_w^- \rightarrow E_s$ の短絡回路を流れて、電動機は電源から切離され自走動作する。したがって、D・CLMにおいてはインバータを自然転流形とすると i_s を一定に保つためにはC・CLMと異なって十分に大きな値の L_s を使用しなければならない。 L_s が小さい場合はモードⅡの短絡期間に i_s は急激に増加するが、 i_s が過大とならない範囲においてインダクタンス L_s に蓄えられたエネルギーは次のモードⅠ期間に電動機へ放出されることを考慮すると、回路動作の安定性が損なわれることはないといえる。すなわち、この場合サイリスタと直流リアクトルを用いた昇圧チョップ回路が構成されるものと考えることができる。

4.2.3 電動機運転モードの切換方法

D・CLM方式をC・CLM方式と互いに矛盾することなく円滑にインバータ動作を制御して電動機の運転モードを切換える手法を考察する。

D・CLMでは電機子巻線を通る電流経路を形成する通電サイリスタ群は前述したように $Th_u^+ \rightarrow Th_w^-$, $Th_w^+ \rightarrow Th_v^-$, $Th_v^+ \rightarrow Th_u^-$ の3種類しか存在しない。他方、C・CLM方式では以上のほかに $Th_v^+ \rightarrow Th_w^-$, $Th_w^+ \rightarrow Th_u^-$, $Th_u^+ \rightarrow Th_v^-$ の電流経路が存在する。したがって、C・CLMからD・CLMへのモード切換えを考えると、一般にそのモード切換時刻を任意に設定することはできない。すなわち、D・CLMにおいて実現されるサイリスタの通電状態と同一のパターンでサイリスタが通電している時点で、C・CLMからD・CLMへのモード変更を実行すれば良いことになる。図4.3はこのゲート制御シーケンスの一例を示すもので、破線で示した時点を経にして各サイリスタのゲート信号分配方法を変更することにより、図の黒印で与えた時刻で各サイリスタを点弧するものである。

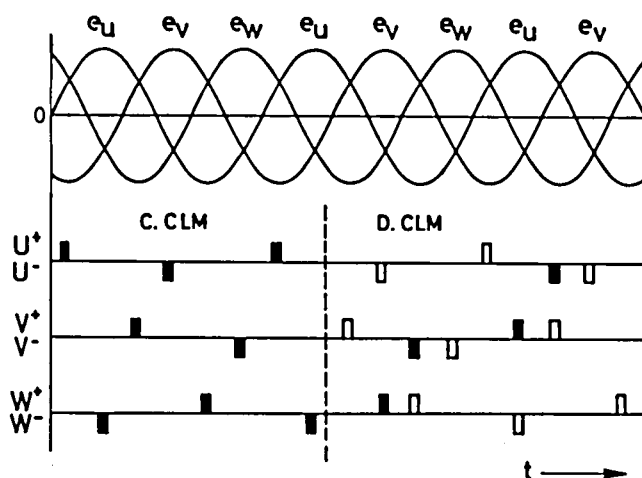


図 4.3 電動機運転モード切替時のゲート信号

この結果、モード変更を行わない場合に各サイリスタに与えられるべき白印で示した時刻におけるゲート信号は利用されることがない。このように、C・CLMとD・CLMのモード変化前後において進み制御角を同一に保ってインバータを制御する方式によると、比較的簡単な制御回路でインバータの動作状態を変更できる。明らかにC・CLMとして動作しているインバータの1周期動作期間内では、D・CLMモードへのモード切替可能な機会は、D・CLM動作におけるサイリスタの3種類の電流経路数に対応して3回生じることになる。なお、図4.3に示した手法を用いて電動機の運転モードを変更する場合は、両CLMモードでのインバータの進み制御角は同一であるから電動機にはこのモード変更に伴う外乱が発生するが、後の実験結果に示されるように回路動作の安定性が損われることはない。D・CLMからC・CLMへのモード変更についても同様の考察によって簡単にこれを実現できることがわかる。

4.3 特性解析

D・CLMの基本的諸特性を明らかにするために電動機は非突極構造であるとし、電機子反作用およびダンパ巻線の影響はこれを無視するものとする。さらに、電機子巻線のインダクタンスは十分に小さく転流は瞬時に終了するものと仮定する。

4.3.1 倍速無整流子電動機の諸特性

(1) 直流母線電流および電機子電流

ダンパ巻線は無視すると非突極機においては一般に次の電圧・電流方程式が成立する。

$$\begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r+p(\ell+L) & -pL/2 & -pL/2 \\ -pL/2 & r+p(\ell+L) & -pL/2 \\ -pL/2 & -pL/2 & r+p(\ell+L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \\
+ \omega M_f I_f \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta-2\pi/3) \\ \sin(\theta+2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

ただし,

e_u, e_v, e_w : 各相電機子巻線端子電圧

i_u, i_v, i_w : 各相電機子巻線電流

r, ℓ, L : 電機子巻線一相あたりの抵抗, 漏れインダクタンス, 主インダクタンス

M_f : 電機子一相と界磁巻線の相互インダクタンスの最大値

I_f : 界磁電流

p : 演算子, d/dt

θ, ω : 等価2極機の回転角および回転角速度

(i) モード I Th_w^- を点弧した時点をも $t=0$ としてモード I 期間の電流を考察する。モード I では Th_u^+ と Th_w^- が共に導通状態にあり, 電機子巻線間の端子電圧 $e_u - e_w$ は (4.1) 式に

$$\theta + r - \frac{\pi}{6} = \omega t \quad (4.2)$$

の関係を代入すると次式で与えられる。

$$e_u - e_w = \{2r + p(2\ell + 3L)\} i_u + \sqrt{3} \omega M_f I_f \sin(\omega t - r) \quad (4.3)$$

$i_s = i_u$ を用いて電源側を含めた回路方程式を求めると次式が得られる。

$$E_s = (R_1 + pL_1) i_s + E_m \sin(\omega t - r) \quad (4.4)$$

ただし, 直流リアクトルの抵抗を R_s , インダクタンス L_s としたとき (4.4) 式で $R_1 = R_s + 2r$, $L_1 = L_s + 2\ell + 3L$, $E_m = \sqrt{3} \omega M_f I_f$ である。ここで, $\alpha_1 = R_1/L_1$ において i_s の初期値 $i_s(t=0) = I_0$ を用いて (4.4) 式を解くと

$$\begin{aligned}
i_s(t) = & \frac{E_s}{R_1} (1 - e^{-\alpha_1 t}) + I_0 e^{-\alpha_1 t} \\
& - \frac{E_m \cos r}{\omega L_1} \cdot \frac{\omega^2}{\omega^2 + \alpha_1^2} \left(e^{-\alpha_1 t} + \frac{\alpha_1}{\omega} \sin \omega t - \cos \omega t \right) \\
& + \frac{E_m \sin r}{\omega L_1} \cdot \frac{\omega^2}{\omega^2 + \alpha_1^2} \left(-\frac{\alpha_1}{\omega} e^{-\alpha_1 t} + \frac{\alpha_1}{\omega} \cos \omega t + \sin \omega t \right) \quad (4.5)
\end{aligned}$$

となる。モードⅠは次に Th_w^+ が点弧される時刻まで継続するが、この時刻は図 4.2 に示すように $e_u = e_w < 0$ となる時刻より電気角で r だけ進んでいる。したがって、モードⅠの継続する期間は r の値にかかわらず常に一定となり電気角で π rad である。いま、 α_1 は R_1 が小さいために十分小であると仮定して (4.5) 式中の指数項 $e^{-\alpha_1 t}$ を $1 - \alpha_1 t$ で近似する。このとき、モードⅠの終了時刻における i_s の値を I_1 とおくと I_1 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
I_1 = & \frac{\pi E_s}{\omega L_1} + I_0 \left(1 - \frac{\alpha_1 \pi}{\omega} \right) \\
& - \frac{E_m}{\omega L_1} \left\{ 2 \cos r + \frac{\alpha_1}{\omega} (2 \sin r - \pi \cos r) \right\} \quad (4.6)
\end{aligned}$$

(ii) モードⅡ モードⅡの期間では E_s は L_s によって短絡される。このモード開始時刻を再び時間の原点とすると、 i_s は初期値 I_1 を考慮して

$$i_s = \frac{E_s}{R_2} (1 - e^{-\alpha_2 t}) + I_1 e^{-\alpha_2 t} \quad (4.7)$$

となる。ただし、 $R_2 = R_s$ 、 $L_2 = L_s$ 、 $\alpha_2 = R_2/L_2$ とした。モードⅡの継続時間は図 4.2 を参照して電気角で $\pi/3$ rad であることがわかる。 i_s のモードⅡの終了時刻における値は、定常性を仮定するとモードⅠの開始時における I_0 に等しいことが必要である。したがって、(4.7) 式から次の関係式が成立する。

$$I_0 \equiv \frac{\pi E_s}{3\omega L_2} + I_1 \left(1 - \frac{\alpha_2 \pi}{3\omega} \right) \quad (4.8)$$

(4.6)、(4.8) 式を回転数を仮定して I_0 、 I_1 について解くことによって、電流 i_s の各モードにおける値が決定される。直流母線電流および電機子巻線電流波形の一般的な波形例を図 4.4 に示す。なお、 L_s 直後のインバータ入力端、すなわち、サイリスタ Th^+ および Th^- の両端に生じる電動機巻線誘導起電力の整流電圧波形を併せて同図に示している。

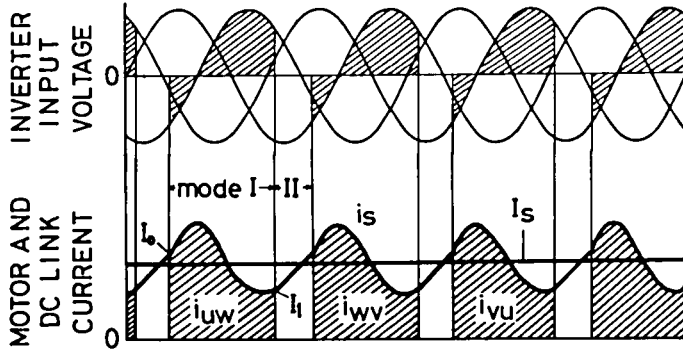


図 4.4 インバータ入力端電圧と各部電流波形

(2) 電動機回転数

(4.6), (4.8) 式から I_0 を消去し, さらに回転数と等価 2 極機の回転角速度との関係を考慮すると電動機回転数 N (rpm) は次式で与えられる。

$$N = \frac{30}{\sqrt{3} \lambda M_f I_f} \left[\left\{ 1 + \frac{L_1}{3L_2} \left(1 - \frac{\alpha_1}{\omega} \pi \right) \right\} E_s - I_1 L_1 \left(\alpha_1 + \frac{\alpha_2}{3} \right) \right] / \left\{ 2 \cos r + \frac{\alpha_1}{\omega} (2 \sin r - \pi \cos r) \right\} \quad (4.9)$$

ただし, λ は極対数である。C・CLM では通常直流電流は十分に平滑されているものとして回転数を求めるが, D・CLM では本質的に i_s は脈動する。このため, ここではモード I 期間の最終値 I_1 を用いて回転数を表わしている。ここで, R_1, R_2 は共に十分小さく, さらに L_s が大きい場合を想定すると $\alpha_1 \cong 0, \alpha_2 \cong 0$ となる。このとき, $L_1 \cong L_s, L_2 \cong L_s$ が成立し (4.9) 式を次のように簡単化できる。

$$N = \frac{20 E_s}{\sqrt{3} \lambda M_f I_f \cos r} \quad (4.10)$$

上式は D・CLM の無負荷時における最高回転数を与えるものである。

(3) インバータ入力端電圧と発生トルク

インバータ入力端電圧 e_d の平均値 E_d は近似的に電動機巻線の誘導起電力をモード I およびモード II 期間にわたって平均することによって

$$E_d = \frac{E_m}{4\pi/3} \int_{-r}^{\pi-r} \sin \theta d\theta = \frac{3 E_m \cos r}{2\pi} \quad (4.11)$$

となる。また、電動機発生トルク τ の平均値を T とおいて、簡単のため i_s を定値 I_s と仮定して (4.11) 式を用いると

$$T \cong \frac{E_d I_s}{\omega/\lambda} = \frac{3\sqrt{3}\lambda M_f I_s I_f \cos r}{2\pi} \quad (4.12)$$

が成立する。なお、D・CLM方式では電動機のリラクタンストルクは一般に零であることが示される。すなわち、突極同期電動機の自己および相互インダクタンスの時間的变化には等価2極機の回転角 θ に関して正弦波状に 2θ の関数として脈動する。⁽⁹⁸⁾ D・CLM方式の電機子電流の通流期間は電気角で π rad であるから、 i_s を一定値と仮定するとリラクタンストルクは $\sin 2\theta$ を θ に関して π rad 区間で積分した値に比例して零となる。

4.3.2 従来方式との比較

C・CLM方式で同一の電動機を運転した場合の電動機回転数 N' 、電動機発生トルク T' は近似的に次式で与えられる。

$$N' = \frac{10(E'_s - R'_{eq} I'_s)}{\sqrt{3}\lambda M_f I'_f \cos r'} \quad (4.13)$$

$$T' = \frac{3\sqrt{3}\lambda M_f I'_s I'_f \cos r'}{\pi} \quad (4.14)$$

ただし、 R'_{eq} は電機子巻線抵抗、直流リアクトルの抵抗などを含んだ等価直流抵抗である。

(4.13)、(4.14) 式を (4.10)、(4.12) 式と比較すると D・CLM と C・CLM の相互関係が明らかになる。たとえば、同一の電動機を同一電源電圧・同一界磁電流で運転する場合を考えると、D・CLM の制御角 r と C・CLM の制御角 r' を $\cos r' = \cos r/2$ の関係を満足するように設定すると、両方式で同じ値の電動機発生トルクを得るために必要な直流母線電流の値は等しくなる。さらに、両方式の等価直流抵抗がほぼ等しいものと仮定すると回転数も同一となる。このように、D・CLM は C・CLM と密接に類似した関係にあるが、後の実験結果に示されるように利用可能な直流電源電圧の値に上限の制限が考えられるような場合の電動機的高速運転には、D・CLM 方式のほうが従来の C・CLM 方式より優れたものであるといえよう。

4.4 実験結果

4極, 1.5 kW 回転界磁形突極電動機を用いてこれを D・CLM および C・CLM の両方式で運転した場合のそれぞれの諸特性を測定した。電動機軸に 1 kW, 100 V の直流他励発電機を直結し, そのランプ負荷を増減して負荷特性を測定した。供試電動機は 220 V 定格であるが D・CLM としてこれを運転した場合電機子巻線の誘導起電力が急増するために, 電機子の各相巻線を並列接続して 110 V 定格の電動機として実験した。

4.4.1 無負荷特性

D・CLM の無負荷時における $N \sim E_s$ 関係を r をパラメータとして図 4.5 に示す。図より r を一定として E_s を増加すると N はほぼ直線状に増加することがわかる。実験では E_s を増加した場合の直流電流 I_f の値は一定の r に対してはほぼ同一であった。(4.10) 式に示されるように, 無負荷状態では回転数 N は E_s に比例して上昇する。 E_s を一定として r を変化した場合, 理論的には $\cos r$ に逆比例する形となる。これを図の $E_s = 30 \text{ V}$, $r = 70^\circ$ と $E_s = 30 \text{ V}$, $r = 30^\circ$ の 2 点で計算すると, 実測結果の回転数比は約 2.1 であるのに対し, 理論式によれば 2.5 となる。このように実測結果では (4.10) 式より得られる $N \sim \cos r$ 関係から予測される割合より幾分低めの値となっている。このことは以下のように考えることができる。無負荷時の回転損失の実測値はほぼ N に正比例することから, 供試機の無負荷回転に必要なトルク

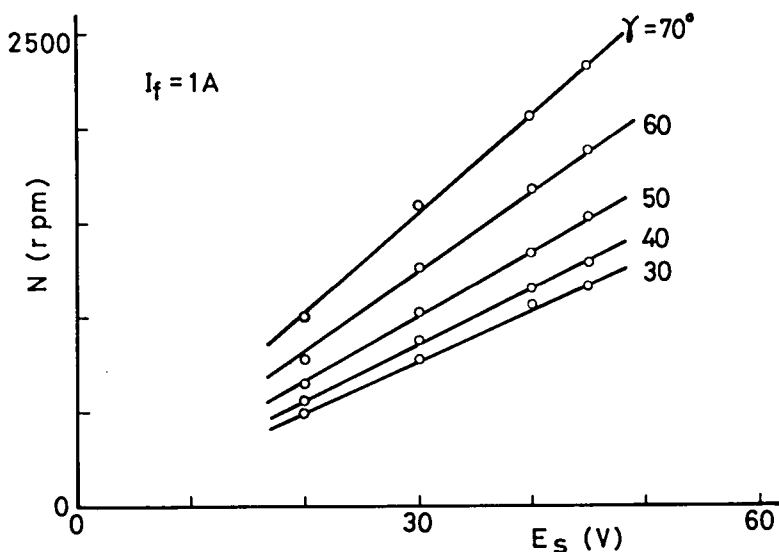


図 4.5 回転数と電源電圧の関係

は一定と考えられる。したがって、 r を増加した場合に上述した一定のトルクを保つためには(4.12)式に示されるように I_f を増加する必要がある。この結果、電機子を含む等価直流抵抗成分による電圧降下値が増大して電動機への印加電圧が減少し、回転数の増加の割合が抑制されることになる。なお、実測結果の r の最小値が 30° となっているのは、C・CLMと同様に十分な転流電圧を保証するためにこの値を極端に小さくすることができないことによる。

電源電圧を一定としてD・CLMとC・CLM両方式の $N \sim r$ 、 $N \sim I_f$ 関係を比較した結果をそれぞれ図4.6、4.7に示す。図4.6では、 $I_f = 0.5\text{ A}$ でC・CLMを運転した場合と $I_f = 1.0\text{ A}$ で

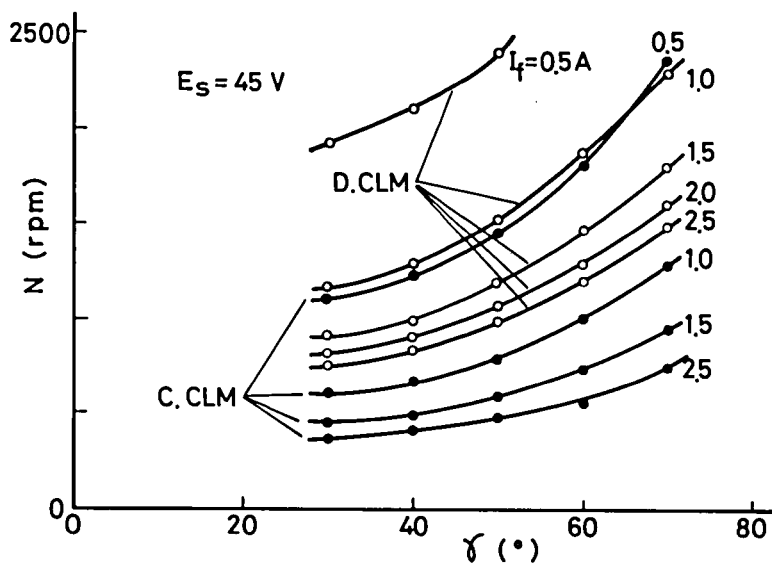


図 4.6 D・CLMおよびC・CLM方式における回転数と進み制御角の関係

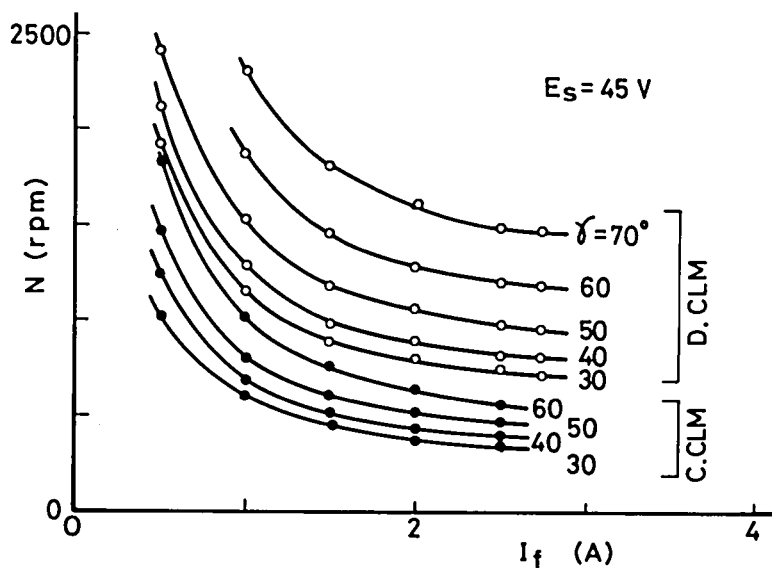


図 4.7 D・CLMおよびC・CLM方式における回転数と界磁電流の関係

D・CLMを運転した場合の $N \sim \gamma$ 関係はほとんど同一となり、先の解析の妥当性が確認される。他のパラメータを一定として I_f を変化した場合について考察すると、 N は(4.10)式に示されるように理論的には I_f に逆比例するものであるが、図4.7の実験結果ではこれより大きな値となっている。これは基本的には電動機の界磁の非線形性によるものと思われる。相互インダクタンス M_f の値の実測結果によれば、 $I_f = 2.5\text{A}$ では M_f は $I_f = 0.5\text{A}$ 時の約半分の値となることが確認された。したがって、 I_f を 0.5A から 2.5A に5倍に増加しても電機子巻線の鎖交界磁磁束は実効的には2.5倍程度にしか増加しない。これより、 $M_f I_f$ の値の比を(4.10)式に代入すると N は $I_f = 2.5\text{A}$ においては $I_f = 0.5\text{A}$ 時の約40%となることがわかる。実測結果ではこれとほぼ同様の値が得られている。

インバータ側の電圧波形および電動機側の電圧・電流波形の代表例を図4.8(a), (b)にそれぞれ示す。図(b)では、相電圧波形 e_u は測定 of 都合上極性を反転して $-e_u$ として撮影した。電圧波形に見られる高調波脈動は供試電動機の巻線方式が不適切であるために生じているもので、D・CLMに固有のものではない。インバータ入力端電圧 e_d に見られる零電圧期間はモードⅡの短絡期間である。各電圧波形にはサイリスタ転流時の電圧スパイクが観測されるが、この期間は極めて短かく短時間のうちに転流が終了していることがうかがわれる。電動機電流 i_u は図に示されているように脈動を含んだ上・下非対称波形となる。このようにD・CLMでは電機子電流の非対称性からも電動機発生トルクに脈動を生じるために、その応用に関しては機械系に対する影響を十分に検討することが必要である。

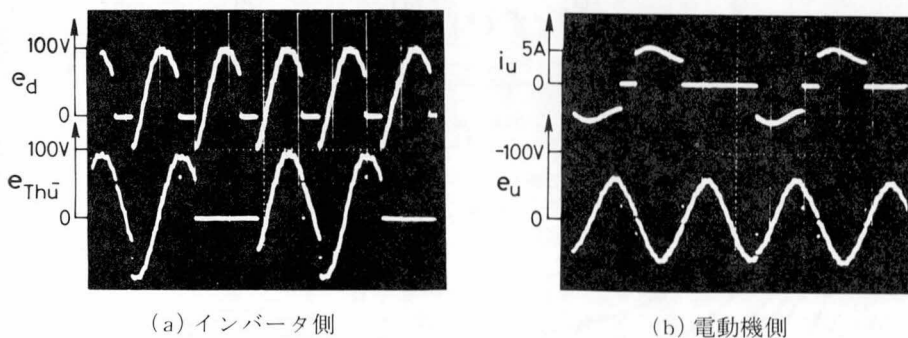


図 4.8 無負荷 D・CLM 運転時の各部波形
 $(E_s = 40\text{V}, I_f = 1\text{A}, \gamma = 40^\circ, N = 1085\text{ rpm}, 10\text{ms/DIV})$

4.4.2 負荷特性

D・CLMの負荷特性の一例を直流母線の平均電流 I_s を独立変数として図4.9に示す。図に

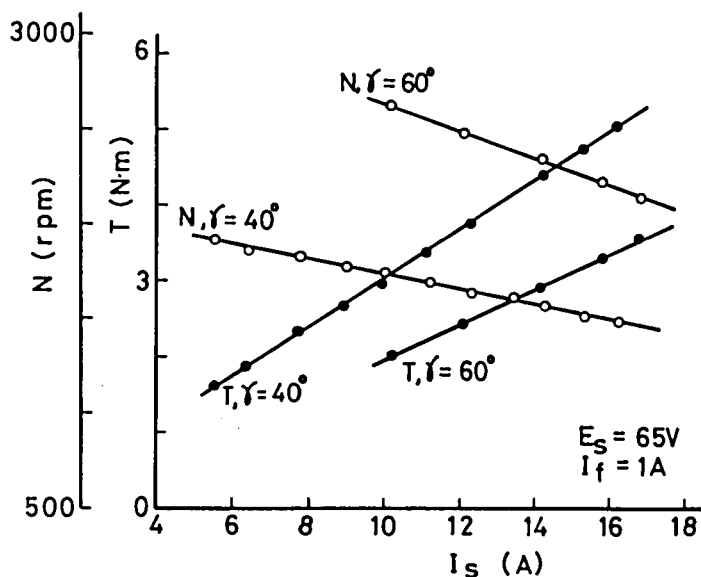


図 4.9 D・CLMの負荷特性

示されるように電動機は分巻特性を有し、負荷の増加に伴い回転数がほぼ直線状に減少する。電動機発生トルクは I_s に比例して増加している。なお、電動機の定格に対して出力が約1/2程の低い値となっているのは、電機子巻線を並列接続していることから負荷増加に伴って I_s が急増するために、サイリスタ素子の電流定格を考慮して $I_s < 17\text{A}$ の範囲で実験を行ったことによるものである。

D・CLMの負荷特性をC・CLMと対比して測定した結果を図4.10に示す。図の記号Aで示した $E_s = 65\text{V}$, $I_f = 1\text{A}$, $\gamma = 40^\circ$ でD・CLM運転した場合を基準として、電動機無負荷時の回転数がほぼ等しくなるようにC・CLM運転時の動作点を設定した。これより、図のB(γ を増加した場合), C(I_f を1/2とした場合), D(E_s を倍増した場合)の3種類の設定条件でのC・CLM運転特性を測定した。

図から明らかなように、 γ の値のみが異なる場合のD・CLM(A)とC・CLM(B)はほぼ一致した特性を示している。4.3.2で述べたようにC・CLMの γ' を $\cos \gamma' = \cos \gamma / 2$ を満足するように設定すると、両CLMの回転数およびトルクは等しい値となる。 $\gamma = 40^\circ$ としてこの関係より γ' を求めると $\gamma' = 67^\circ$ となり実験値の 70° にほぼ等しい。

D・CLM(A)をC・CLM(C)と対比すると、低トルク領域において両者はほぼ一致した傾向を示すが、C・CLM方式では高トルク領域の運転が不可能であった。これは、同一回転数で比較するとC・CLM方式では電機子巻線の誘導起電力が低いいためサイリスタ転流時の逆バイアス電圧が不足すること、さらに、電機子反作用を考慮するとC・CLM方式では I_f が小さ

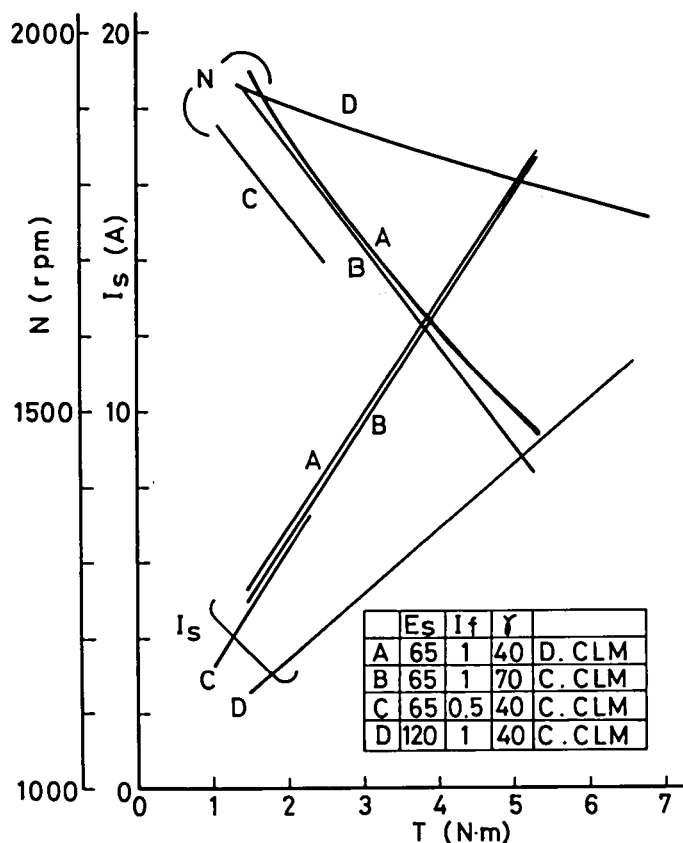


図 4.10 D・CLMおよびC・CLM方式の負荷特性比較

いため負荷電流の増加に伴う電機子反作用の影響が大きく有効界磁束が減少し、これがさらに転流電圧を減少させることなどによるものと思われる。

C・CLM(D)ではD・CLM(A)の場合と比較すると同一のトルクを得るために必要な I_s の値は理論的には1/2で十分である。したがって、等価直流抵抗成分による電圧降下がD・CLM方式より減少し速度変動率も向上する。

以上を総合すると、一般的にはDのように E_s を増加してC・CLM運転による高速運転を実現することが望ましい。しかしながら、これは電気自動車のように利用可能な電源電圧の値が制限されている場合には不可能である。 E_s の値に制限の存在する場合は進み制御角を増加したC・CLM方式(B)によってもD・CLM方式と同様の特性が実現されるが、自然転流可能なC・CLM方式による制御角の値は 90° 以内に限定され、高速化のために増加することのできる制御角範囲は限定される。D・CLM方式はこのような場合にC・CLMを補完するものとして有効に機能するものであるといえよう。

4.4.3 運転モード変化時の過渡特性

4.2.3 で述べた手法により電動機の運転モードを D・CLM \rightleftharpoons C・CLMのように任意に変更する制御回路を作成した。両モードにおける進み制御角は簡単のために同一としている。

電動機の無負荷状態における運転モード変化時の過渡オシログラムの一例を図 4.11 に示す。電動機は始めに C・CLM として起動して、回転数が上昇した時点で外部手動指令を与えて D・CLM 運転モードに変更した。さらに、約 3.5 秒経過後に再び C・CLM 運転にモード変更し、この間の回転数変動および電機子電流変動の過渡現象を記録した。

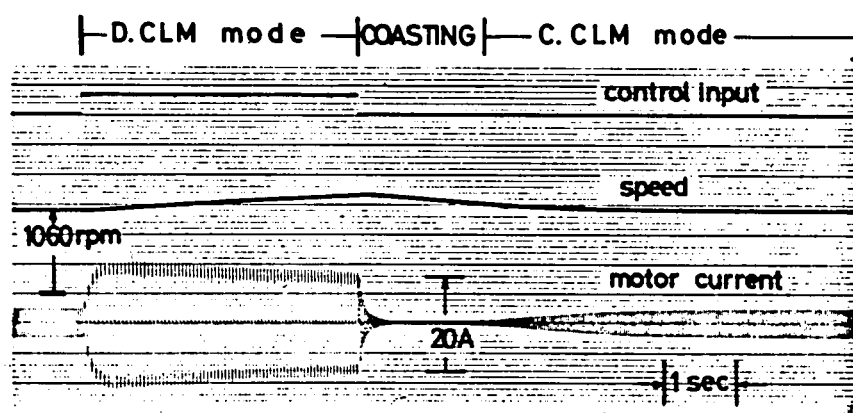


図 4.11 電動機運転モード変化時の過渡オシログラム
($E_s = 47V$, $I_f = 1A$, $r = 60^\circ$)

図より、C・CLM \rightarrow D・CLMのモード変更時点で電機子電流が急増していることがわかる。これは、供試電動機の無負荷運転時の負荷トルクを前述したようにほぼ一定とみなすと、(4.12)、(4.14)式に示されるように I_f および r が一定であれば D・CLM では C・CLM 運転時の 2 倍の直流電流を必要とすることによるものである。D・CLM 運転モードへの移行によって徐々に回転数が増加し、これに伴う電機子巻線の誘導起電力の上昇のために電機子電流振幅は僅かずつ減少している。なお、機械系の時定数が大きく、D・CLM モードにおける定常状態には到達していない。

D・CLM から C・CLM へと運転モードを変更すると、電機子電流は速やかにほぼ零まで減少し電動機は惰走状態に入る。これは、制御指令が入力された時点で電動機回転数が C・CLM 運転時の安定定常状態における値に比べて高いために、電機子巻線に誘導された高い逆起電力によって十分な電機子電流が電動機へ供給されないことによるものである。これに対し D・CLM 運転時にはモードⅡ期間を利用した昇圧作用の影響を受けて、高速時においても十分に電動機を駆動することができる。この惰走状態が一定期間経過して電動機回転数が減少

すると、図に示されるように電機子電流が徐々に回復し、再びC・CLMとしての定常状態が実現される。

以上のように、比較的簡単な制御方式によっても電動機の運転モード変更時の動作は十分に安定であることが確認された。

4.5 結 言

交流電動機の中でも変圧器作用を利用する誘導電動機は電動機単体が低価格である反面低効率であるのに対して、同期電動機は電機子と独立した励磁部を有すること、力率が良いことなどから高効率の運転が期待される。無整流子電動機方式による同期電動機の変速運転はブローの駆動電動機装置への応用例にみられるように、現在では交流電動機運転制御の一種として確固とした実績を重ねつつあるといえよう。

しかしながら、この従来方式で運転される無整流子電動機を高速運転することは、経済性を考慮して自然転流形他励インバータを使用した場合には進み制御角の上限が制限されること、電源電圧の値を必要以上に高くすることが得策でないなどの理由から困難を伴うものである。現在のところ、無整流子電動機方式の研究・開発は、動作原理を変更することなくその制御方法、解析面に重点が置かれており、上述したような観点からの考察は不十分であるものと思われる。

本章では、従来構成の無整流子電動機と逆方向に電機子回転磁界を制御することによって、新たに倍速無整流子電動機方式を実現する同期電動機の運転・制御方法を検討した。この方式によれば従来の無整流子電動機方式と同一の主回路を用いて、容易に電動機回転数の高速化を実現することができる。また、倍速無整流子電動機方式のインバータの動作モードにもとづいて、電動機の運転モードを容易かつ安定に変更できることを示し、本方式と従来方式の無整流子電動機の諸特性を比較した。その結果、本方式は従来方式と相矛盾するものではなく、電源電圧・界磁電流・電動機定数を一定とすれば単にインバータの進み制御角が異なることが示された。1.5 kWの供試電動機を用いて無負荷および負荷特性を測定し、解析の妥当性を確認すると共に本方式と従来方式の運転特性の相違を実験的にも検討した。これより、利用可能な電源電圧の値に制限が存在して従来方式によっては高速運転が困難であるような場合に、本方式は有効に機能するものであることが示された。

本方式でインバータを制御するとモードⅡ期間の直流電流上昇率が問題となるが、観測波形例に示されているようにある程度の大きさの直流リアクトルを用いることによってその値

は十分に抑制される。本方式の欠点は電機子電流が非対称な断続波形であること、電動機発生トルクの脈動が増加することなどである。したがって、本方式の実用化に際しては負荷系の考察が十分になされることが重要である。しかし、本方式が特に高速運転を対象として利用されるべきであることを考慮すると、限定された応用分野において本方式が有効となることは十分に考えられる。

実験では簡単のために進み制御角を一定として電動機の運転モードを変更したが、突極性の考慮、ダンパ巻線の影響、転流重なり現象の考察などと共に、電動機運転モードの最適切換方法についてさらに検討することが必要である。

第5章 電気自動車用直流電動機の2象限運転

5.1 緒 言

電気自動車は近年の石油ショック以来、その低公害性を反映して現在一部都市区域において既に実用化されているほか、⁽³⁹⁾ 将来の都市交通システムの一翼を担うものとしても今後の研究が着目されている。⁽³⁸⁾ これらの交通システムにおいては例外なく計算機を用いた制御方式が採用されることから、システム全体の高効率化と共に信頼性の向上およびメンテナンスフリーへの要求が今後益々増大するものと思われる。

このような観点から電気自動車を交通システムを構成する一要因として規定して、その位置づけを検討するソフトウェア指向型の研究もいくつか報告されている^{(46), (47)}。しかしながら、電気自動車の駆動方式の開発といったハードウェア指向型の研究⁽⁴⁸⁾もまた、今後の交通システムを土台から支えるものとして同様に重要であることは論を持たない。

従来、電気自動車の駆動装置としては直流直巻電動機が主として用いられてきた。直流直巻電動機は高い始動トルクが得られる長所を有する反面、回生制動を実現するには機械的接点を併用して回路接続を切換る必要があること、電機子および界磁が一括して制御されるために制御の自由度が低いことなどの欠点を有している。他方、近年のパワー・エレクトロニクス技術の進展とマイクロコンピュータに代表される制御回路の高度化に伴い、制御性の優れた直流分巻電動機を用いた電気自動車駆動システムが数多く発表されている。⁽⁴⁰⁾⁻⁽⁴²⁾

一般に、電気自動車のように頻繁に始動－加速－一定速－減速－停止を繰り返すことが必要な電気の制御方式としては、力行動作のほかに回生動作機能を有することが不可欠であると思われる。⁽⁴⁹⁾ この力行および回生の2象限運転は分巻電動機を用いた場合には比較的容易に実現することができる。しかし、分巻電動機では通常高い始動トルクを得ることが困難であり、また、電機子巻線のインダクタンスが小さいため回生制動時に十分な昇圧機能が実現されないなどの問題が残されている。これに対し、複巻電動機を用いると上述の直巻および分巻の両電動機の特徴を効果的に利用した駆動装置を構成することができるが、主回路構成が総じて繁雑となり易く、簡単な主回路構成とその制御系の開発が期待されている。

本章で考察する電気自動車用直流電動機の2象限運転方式は⁽⁵⁰⁾⁻⁽⁵²⁾、極めて簡単な主回路構成で複巻電動機の制御を実現するもので、力行⇄回生が完全無接点で容易に切換えられる

うえに、二機同時運転への拡張も可能であるという特徴を有している。この方式は先に分巻電動機を用いた電機子・界磁同時制御として報告されたもの⁽⁹⁹⁾と同様の主回路を用いているが、この報告では分巻電動機を制御した場合の基礎特性の検討がなされているものの、複巻電動機を用いた場合の諸特性あるいは電気自動車を想定した特性解析および制御方式の検討などは十分ではない。

そこで筆者はこの電機子・界磁同時制御方式を直巻界磁を強めた直流複巻電動機へ適用した場合について、電気自動車への応用を想定してその基礎的特性について検討した^{(51),(52)}。

本章では始めに本方式の回路構成および動作原理について述べ、ついで定トルク運転条件、回生動作時の諸特性を平均値解析にもとづいて明らかにする。さらに、実験室規模のモデル機の定数を用いた解析結果を示して本方式の特徴を検討する。また、電動機の直巻および分巻両界磁の設計について考察し、最後に 1 kW の供試機を用いた実験結果を示して本方式の有効性を確認する。

5.2 回路構成と動作原理

5.2.1 回路構成

電気自動車では一般に力行動作のほか車輛の減速時に機械的エネルギーを電気的エネルギーに変換して、電池の利用効率を高めると共に回生制動による車輛走行の安定化を実現することが望ましい。車輛の後進時を考えると電動機の逆転をも考慮することが考えられるが、通常この後進は他の補助的機械装置によって実現されるものであるから、ここでは電動機の正転動作のみを考える。

図 5.1 は本章で考察する複巻電動機を用いた無接点化された力行・回生の 2 象限運転装置の主回路構成を示す。トランジスタ TR_1 はダイオード D_2 と共に電動機の直巻界磁 F_s および電機子 A への印加電力を制御する電機子チョップ回路を構成する。同様にトランジスタ TR_2 はダイオード D_1 と共に分巻界磁 F_p への印加電圧を制御するチョップ回路を構成する。 D_1 (D_2) は TR_2 (TR_1) の遮断時に F_p (F_s , A) の電

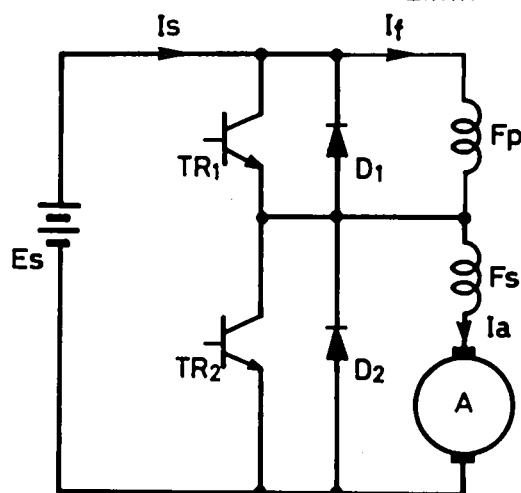


図 5.1 複巻電動機を用いた 2 象限運転装置の主回路構成

流を維持するための環流ダイオードである。TR₂とD₁はまた、電動機の回生動作時に電機子の誘導起電力を昇圧する昇圧チョップ回路としても動作する。TR₁とTR₂は同一周波数で交互にオン・オフされ、各周期の始めの一定期間はTR₁をオン、残りの一定期間はTR₂をオンして、デューティ・ファクタ d (TR₁のオン期間の一周期に対する割合)を制御するTRC (Time ratio control) 制御方式を採用する。

5.2.2 動作原理

始めに電動機は停止状態にあるものと仮定する。ここでTR₂をオンするとF_pに全電圧 E_s が印加され分巻界磁電流 I_f が流れる。一定時間後にTR₂をオフし同時にTR₁のベースを駆動する。 I_f はTR₂がオフしたことによってD₁へ環流し、同時にD₁がオンすることによってF_sおよび電機子Aに全電圧が印加される。電機子電流 I_a はこれにより徐々に増加して $I_a > I_f$ となるまでTR₁はベース信号が供給されていてもオン状態に達せず、この間D₁がオン状態を保つ。 $I_a > I_f$ となった時点でD₁がオフして $I_a - I_f$ の差電流がTR₁に流れる。次のサイクルでTR₁をオフすると同時にTR₂のベースを駆動すると、 I_a はD₂に環流しD₂がオンすることによって全電圧が再びF_pに印加される。この結果、 I_f が増加して $I_a < I_f$ となるとD₂の電流が消滅し、以後 $I_f - I_a$ の差電流がTR₂へ流れる。同様の動作を繰り返し電氣的定常状態が実現され、 d を調整することによって I_a 、 I_f の平均値を制御することができる。

本方式では複巻電動機を用いているため、通常の力行動作時には和動複巻電動機特性によって高い始動トルクが得られる。また、始動時の突入電流については、直巻界磁と電機子のインダクタンスによってその抑制効果が得られると同時に、始動時に d を低い値から徐々に増加して電機子チョップの通流率を制限して始動することにより、 I_a の急激な上昇を軽減することができる。回転数の上昇につれて d を増加すると I_f が減少し電動機は直巻電動機特性を示す。制御可能な最高速度では $d=1$ とすることによってスイッチング損失が除去される。電気自動車に要求される加速特性は回転数に応じて I_a を制御すると比較的容易に実現できる。

いま、高速回転時に d を急に減じると、F_pの励磁電流 I_f が増加する。電動機の回転数は瞬時に変化することがないので、 I_f の増加によって電機子の誘導起電力が上昇し、電機子電流 I_a の方向が反転する。この結果、TR₂のオン・オフによってD₁、TR₂を用いた昇圧チョップ回路が構成され、TR₂のオフ期間にD₁を通して回生電流が電源へ流れる回生制動が実現する。この場合、電動機は差動複巻電動機として動作する。十分な回生制動の得られないような低速回転時には $d=0$ としてTR₂をオン状態に保って発電制動をかける。

以上のように本方式は機械的接点を導入することなく力行・回生の2象限運転が可能となるもので、さらに、複巻電動機を用いることによって従来の直巻電動機制御方式と分巻電動機制御方式の両特徴を備えた効果的な制御を実現するものである。

5.3 運転特性の近似解析

チョップ制御時の直流電動機の解析には瞬時値を考慮して解析する手法⁽¹⁰⁰⁾が理想的であるが、本節では通常行なわれる平均値を対象とした近似解析⁽¹⁰¹⁾によって、本方式の運転諸特性を明らかにする。

5.3.1 力行動作特性

(1) 定トルク運転条件

図5.1に示した回路において、電圧・電流および電動機発生トルクの平均値間には次式が成立する。

$$dE_s = R_a I_a + E_a \quad (5.1)$$

$$(1-d)E_s = R_f I_f \quad (5.2)$$

$$E_a = (K_f I_f + K_a I_a) n \quad (5.3)$$

$$T = (K_f I_f + K_a I_a) I_a / 2\pi \quad (5.4)$$

$$I_s = dI_a + (1-d)I_f \quad (5.5)$$

ただし、

- R_a : 電機子抵抗+直巻界磁抵抗
- R_f : 分巻界磁抵抗
- E_a : 電機子誘導起電力
- K_f, K_a : 誘導起電力係数
- T : 電動機発生トルク
- n : 回転数, rps
- I_s : 電源電流

いま、基準値として回転数 n_N ，電流 I_N ，トルク T_N が与えられたものとし、誘導起電力係

数, 電圧, 出力および抵抗の基準値 K_N, E_N, P_N, R_N をそれぞれ次式のように定める。

$$\left. \begin{aligned} K_N &= 2\pi T_N / I_N^2 \\ P_N &= 2\pi n_N T_N \\ E_N &= P_N / I_N = K_N n_N I_N \\ R_N &= E_N / I_N = K_N n_N \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

この関係を用いて (5.1) ~ (5.5) 式を正規化すると次式が得られる。

$$dE_s^N = R_a^N I_a^N + E_a^N \quad (5.7)$$

$$(1-d)E_s^N = R_f^N I_f^N = \beta R_a^N I_f^N \quad (5.8)$$

$$E_a^N = (K_f^N I_f^N + K_a^N I_a^N) n^N = (\alpha I_f^N + I_a^N) K_a^N n^N \quad (5.9)$$

$$T^N = (K_f^N I_f^N + K_a^N I_a^N) I_a^N = (\alpha I_f^N + I_a^N) K_a^N I_a^N \quad (5.10)$$

$$I_s^N = d I_a^N + (1-d) I_f^N \quad (5.11)$$

ただし, $\alpha = K_f / K_a, \beta = R_f / R_a$ とおいた。

また, 上添字 N は各変数の正規化値を表わす。一般に, 電気自動車においては力行運転時に定トルク運転が要求されることから,⁽⁴²⁾ (5.10) 式でトルクを一定値 $T^N = 1$ とする電流の関係を求めると次式を得る。

$$\alpha I_f^N = \frac{1 - K_a^N (I_a^N)^2}{K_a^N I_a^N} \quad (5.12)$$

$\alpha I_f^N \geq 0$ であるためには同式から $0 \leq K_a^N \leq 1$ が必要である。 K_a^N をパラメータとした (5.12) 式の関係を図 5.2 に示す。

図に示されるように, 複巻電動機を用いて定トルク運転を実現するには, I_a^N の増加に伴い I_f^N を減少させれば良いことがわかる。本方式の主回路構成を示した図 5.1 では, 電機子と界磁が同時に制御されるため, d を増大して I_a^N を増加すると I_f^N は自動的に減少して定トルク運転を実現することが期待される。そこで, 回転数 n^N に応じてどのように I_a^N を制御すると定トルク運転が実現されるかについて考察しよう。

(5.7) ~ (5.9) 式から d および E_a^N を消去すると I_f^N は

$$I_f^N = \frac{E_s^N - (K_a^N n^N + R_a^N) I_a^N}{\alpha K_a^N n^N + \beta R_a^N} \quad (5.13)$$

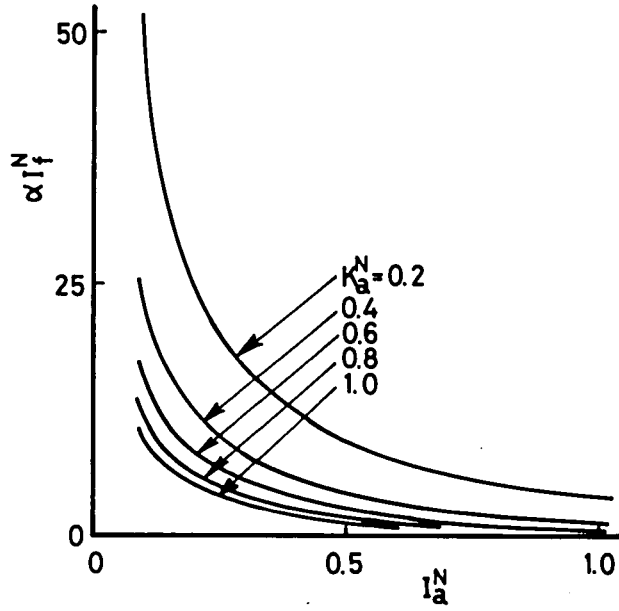


図 5.2 定トルク運転時の界磁電流と電機子電流の関係

で与えられる。(5.12), (5.13)式から次式を得る。

$$\left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) (I_a^N)^2 - \frac{E_s^N}{R_a^N} I_a^N + \left(n^N + \frac{\beta}{\alpha} \cdot \frac{R_a^N}{K_a^N}\right) \frac{1}{R_a^N} = 0 \quad (5.14)$$

いま、電源電圧 E_s^N を基準回転数 $n^N = 1$ において $I_a^N = 1$ となるように設定するものと仮定すると、(5.14)式から E_s^N は次式で与えられる。

$$E_s^N = \left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) R_a^N + 1 + \frac{\beta}{\alpha} \cdot \frac{R_a^N}{K_a^N} \quad (5.15)$$

(5.15)式を(5.14)式に代入すると、本方式で定トルク運転を実現するために必要な回転数と電機子電流の関係として次の式を得る。

$$\left(1 - \frac{\beta}{\alpha}\right) (I_a^N)^2 - \left(1 - \frac{\beta}{\alpha} + \frac{1}{R_a^N} + \frac{\beta}{\alpha K_a^N}\right) I_a^N + \frac{n^N}{R_a^N} + \frac{\beta}{\alpha K_a^N} = 0 \quad (5.16)$$

ここで、 R_a^N については(5.6)式の関係から

$$R_a^N = \frac{R_a}{R_N} = \frac{R_a I_N}{E_N} = \frac{R_a I_N^2}{P_N} \quad (5.17)$$

が成立する。上式は、 R_a^N が電機子側回路に基準電流 I_N が流れている場合の抵抗損失の基準容量 P_N に対する割合として定義されることを示している。したがって、 R_a^N の値は一般に数%と考えることができる。そこで、 $R_a^N = 0.05$ の場合について、始動時の I_a^N が0.5近辺の値となるように β/α を設定し、 K_a^N をパラメータとして(5.16)の関係から定トルク運転条件を求めた結果を図5.3(a)に示す。同(b)図は、通常の複巻電動機のように K_a^N の小さい場合の定

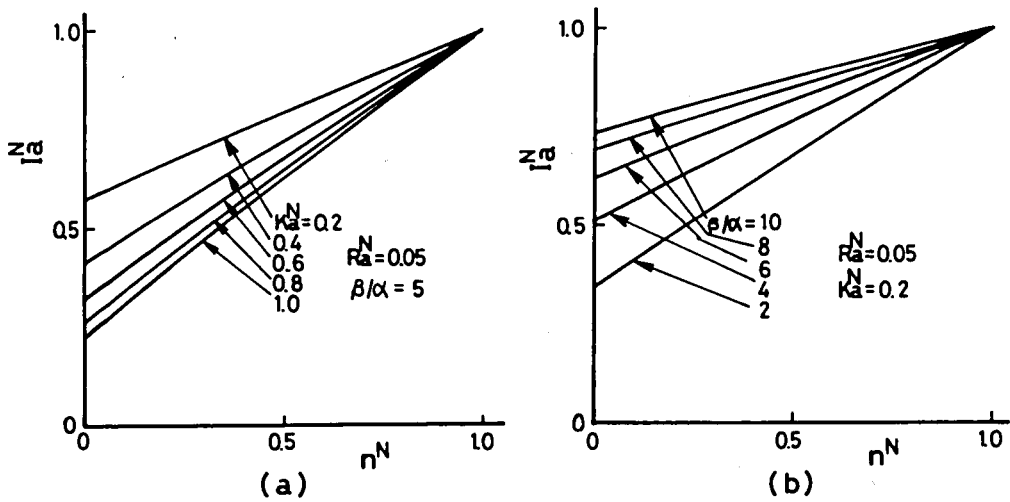


図 5.3 定トルク運転時の電機子電流と回転数の関係

トルク運転条件を示している。図より、本方式を用いて定トルク運転を実現するには、電機子電流 I_a^N を回転数 n^N に対してほぼ直線状に制御すれば良いことがわかる。

図5.4は定トルク運転時の $\alpha I_f^N \sim n^N$ の関係を求めたもので、図(a)にみられるように同一の n^N に対して K_a^N の増加に対する I_f^N の値の減少の割合は小さくなっている。図(b)図では K_a^N が0.2と小さいために $n^N = 1$ において電機子側の直巻界磁のみでは $T^N = 1$ を満足させるために必要十分な磁束を得ることができず、 $\alpha I_f^N \geq 4$ が必要であることが示される。

次にチョッパのデューティファクタについて考える。(5.8), (5.15)式から d を求める

$$d = 1 - \frac{\beta}{\alpha} \cdot \frac{R_a^N}{(1 - \frac{\beta}{\alpha}) R_a^N + 1 + \frac{\beta}{\alpha} \frac{R_a^N}{K_a^N}} \cdot \alpha I_f^N \quad (5.18)$$

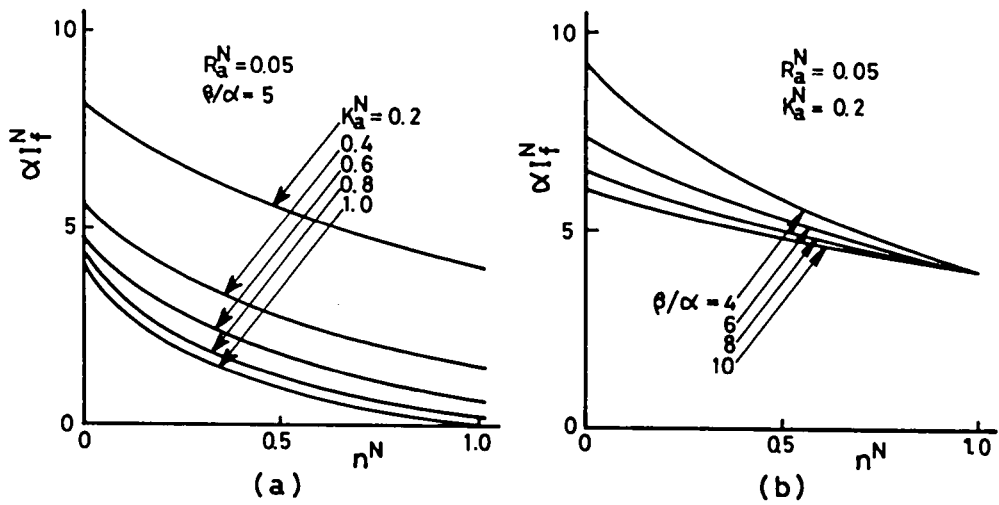


図 5.4 定トルク運転時の界磁電流と回転数の関係

が得られる。上式の αI_f^N に (5.12) 式を代入して d を I_a^N の関数で表わし、さらに (5.16) 式を考慮すると $d \sim n^N$ 関係が定まる。図 5.5 はその結果を示すもので、図に示されているように本方式では d を n^N に対して曲線的に変化させることによって定トルク運転が実現されることがわかる。このような制御系を実現することは、アナログ回路方式では多少繁雑となるが、 $d \sim n^N$ 関係のパターンをメモリに格納して n^N をアドレスとしメモリアクセスさせるデジタル制御方式によれば容易に実現されよう。

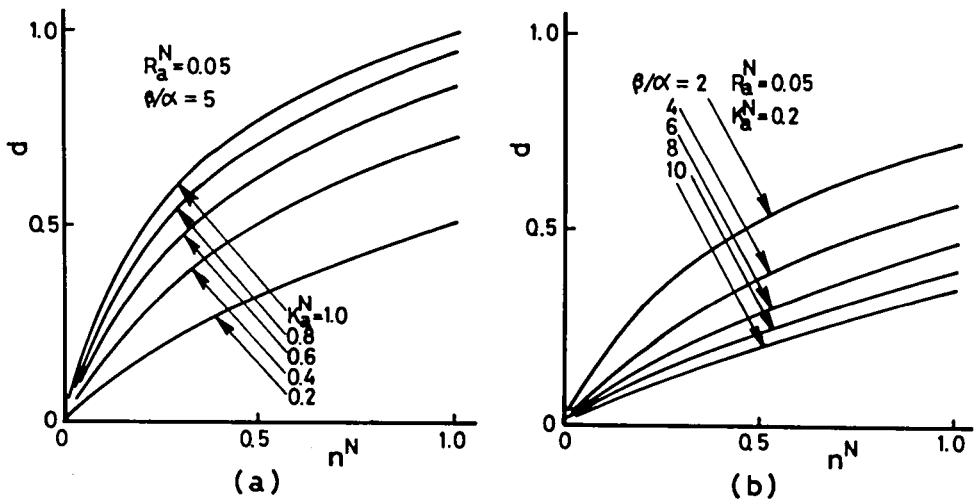


図 5.5 定トルク運転時のデューティファクタと回転数の関係

(2) モデル機による特性検討

実験室規模のモデル機を想定して、 n^N に対し I_a^N を直線状に制御した場合の力行動作特性を考察する。モデル機の基準値を 1kW, 10A, 1800rpm とし、さらに $I_a^N(1) = 1$, $I_f^N(1) = 0.1$ と仮定する。また、複巻電動機の特徴を生かして、(5.9) 式で誘導起電力に占める分巻界磁と直巻界磁の起電力の比を低めに設定して、 $K_f^N I_f^N(1)/K_a^N I_a^N(1) = 9$ を仮定する。これより $\alpha = 90$ となる。 $R_f^N = 200 R_a^N$ を仮定すると $\beta = 200$ となる。したがって、この場合 E_s^N は (5.15) 式から $E_s^N = 2.05$ である。

図 5.6 (a) にこのモデル機を用いて $I_a^N(n^N)$ を

$$I_a^N(n^N) = I_a^N(0) + \{1 - I_a^N(0)\} n^N \quad (5.19)$$

のように n^N に対して初期値 $I_a^N(0)$ から直線状に $I_a^N(1) = 1$ まで制御した場合の $T^N \sim n^N$ 特性を $I_a^N(0)$ をパラメータとして示す。

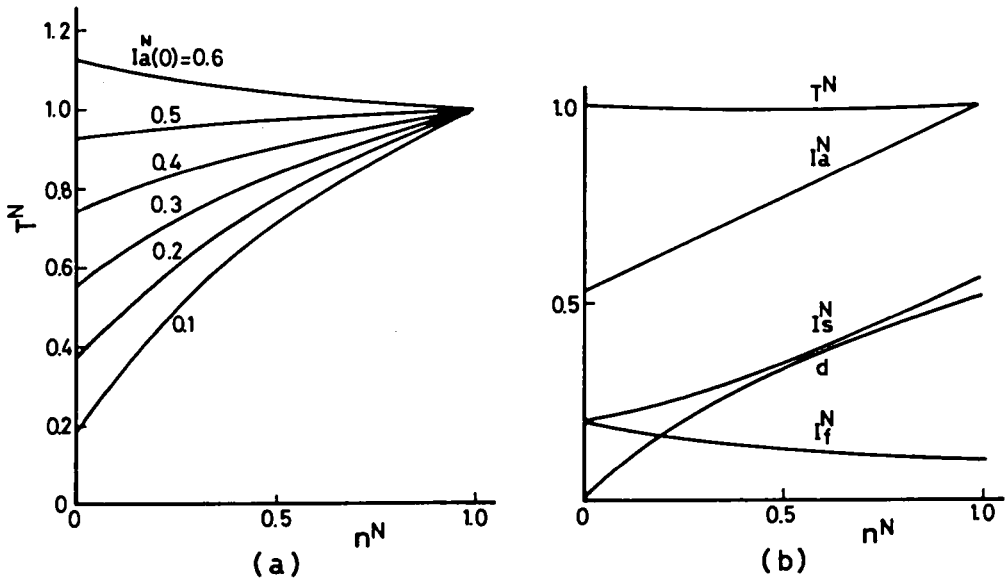


図 5.6 力行動作時のモデル機の諸特性

図から、 $0.5 < I_a^N(0) < 0.6$ の範囲に始動電流 $I_a^N(0)$ を設定することにより、トルクはほぼ一定となり良好な定トルク運転が実現されるものと思われる。図 5.6 (b) は (5.16) 式の関係より始動時のトルクを $T^N(0) = 1$ とするような $I_a^N(0)$ を決定して (5.19) 式にもとづいて直線制御した場合のモデル機の諸特性を示す。この結果から、本制御方式によって良好な定トルク運転が実現されることがわかる。なお、 d は最大でも約 0.5 であるが、このことは

$n^N > 1$ においてもなお電動機の制御が可能であることを意味する。したがって、速度制御範囲を $n^N \leq 1$ に限定した場合は、電動機の定数を再検討する必要がある、この点については後に 5.4 節で考察する。

(3) 力行動作時の消費電力

前出のモデル機に対して本章で提案している直線状の電機子電流制御を実施した場合と、図 5.7 に示した電機子のみをチョップ制御する場合について、その力行動作時の消費電力を比較する。電機子チョップ制御では次の式が近似的に成立する。

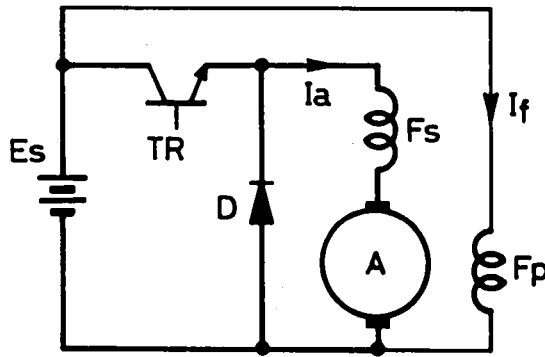


図 5.7 電機子チョップ制御方式の主回路構成

$$dE_s^N = R_a^N I_a^N + (K_f^N I_f^N + K_a^N I_a^N) n^N \quad (5.20)$$

$$E_s^N = R_f^N I_f^N \quad (5.21)$$

$$T^N = (K_f^N I_f^N + K_a^N I_a^N) I_a^N \quad (5.22)$$

$$I_s^N = I_f^N + d I_a^N \quad (5.23)$$

この場合、 I_f^N 、 I_a^N は共に定トルク運転を実現するためには一定値をとる必要があり、(5.21)、(5.22) 式から次式が得られる。

$$I_f^N = \frac{E_s^N}{R_f^N} \quad (5.24)$$

$$K_a^N (I_a^N)^2 + \frac{K_f^N E_s^N}{R_f^N} I_a^N - 1 = 0 \quad (5.25)$$

E_s^N に(5.15)式を代入して I_f^N と I_a^N を求め、さらに(5.20)、(5.23)式を考慮すると電機子チョップ制御時の $I_s^N \sim n^N$ 関係が得られる。図5.8はモデル機を両方式で制御した場合の I_s^N の計算結果を示す。図で斜線を施した領域は本方式の一回の始動あたりの省エネルギー量に相当するもので、本方式によって大幅に消費電力の改善が可能であることを示している。

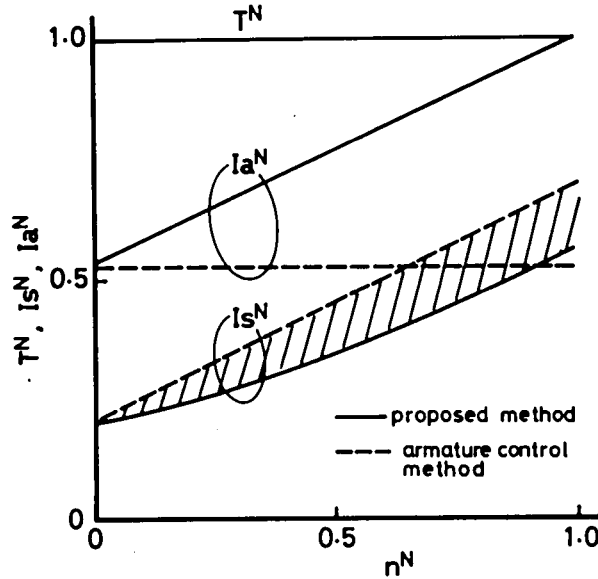


図5.8 モデル機の力行動作時における両方式の消費エネルギー比較

なお、図で明らかなように、両制御方式において I_a^N と I_s^N の大小関係が逆転していることが注目される。この理由としては次のようなことが考えられる。電機子チョップ制御方式では、 I_f^N が回転数にかかわらず比較的大きな値であるために、 n^N の上昇に伴い誘導起電力に占める $K_f^N I_f^N n^N$ が増加する。電機子チョップはこの逆起電力に打ち勝って定トルク運転に必要な(5.25)式で定まる一定の I_a^N を常に維持するために d を大きく増加しなければならない。したがって、 I_f^N 、 d 、 I_a^N で定まる I_s^N は n^N の上昇に伴い大きく増加することになる。これに対し、本章で提案する方式で複巻電動機制御を実行した場合は、 n^N の上昇に伴って I_f^N は減少することから、 I_a^N が増加しても d は図5.6(b)に示されているように大きく増加することはない。以上のことにより両方式で I_a^N と I_s^N の大小関係が反転しているものである。

このことより、電機子のみをチョップ制御する場合では、 E_s^N を本方式における(5.15)式とは別に考えるものとし、より低めの値にこれを設定することが望ましい。いま、(5.15)式の E_s^N が $n^N = 1$ において $I_a^N(1) = 1$ 、 $T^N(1) = 1$ の条件より求められたのに対して、電機子のみをチョップ制御する場合は $n^N = 1$ において

$$d(1) = T^N(1) = 1 \quad (5.26)$$

から E_s^N を求めるものとする。このとき、(5.20)、(5.21)式から I_f^N を消去して E_s^N を求めると

$$E_s^N = \frac{R_f^N(R_a^N + K_a^N)}{R_f^N - K_f^N} I_a^N \quad (5.27)$$

が得られる。上式を(5.25)式に代入すると I_a^N は次の関係を満足する。

$$\left\{ K_a^N + \frac{K_f^N(R_a^N + K_a^N)}{R_f^N - K_f^N} \right\} (I_a^N)^2 - 1 = 0 \quad (5.28)$$

これより定トルク運転時の I_a^N が定まり、さらに、(5.27)式から必要な E_s^N の値が決定する。モデル機の定数に対してこの値を求め、電機子チョップ制御を実施した場合の電源電流 I_s^N を n^N に応じて計算し必要な消費電力を本方式と比較すると、両者はそれほど大きく異なることはないが、 $n^N > 0.5$ では本方式の場合が幾分消費電力が少いという結論が得られる。このように電機子チョップ制御時の E_s^N を再設定した場合には、 $d(1) = 1$ であるから基準回転数より高速領域の $n^N > 1$ では電機子チョップ制御方式では電動機の制御はもはや不可能である。これに対し、本方式をモデル機に適用した場合では $n^N \geq 1$ においてもなお制御可能である。したがって、両者の消費電力の比較は単純には考えることはできないが、本項での議論によって一般的には本方式による省エネルギー効果の有効性が確認できるものと思われる。

5.3.2 回生動作特性

回生動作時には本方式の電動機は差動複巻電動機として動作し次式が成立する。

$$dE_s^N = E_a^N - R_a^N I_a^N \quad (5.29)$$

$$(1 - d)E_s^N = R_f^N I_f^N \quad (5.30)$$

$$E_a^N = (K_f^N I_f^N - K_a^N I_a^N) n^N \quad (5.31)$$

$$T^N = (K_f^N I_f^N - K_a^N I_a^N) I_a^N \quad (5.32)$$

$$I_R^N = d I_a^N \quad (5.33)$$

ただし、 I_R^N は電源への回生電流である。

(5.29)～(5.31)式, (5.33)式から I_f^N , I_a^N および I_R^N を求めると以下の各式を得る。

$$I_f^N = \frac{(1-d)E_s^N}{R_f^N} \quad (5.34)$$

$$I_a^N = \frac{E_s^N \{(1-d)K_f^N n^N - dR_f^N\}}{R_f^N (K_f^N n^N + R_a^N)} \quad (5.35)$$

$$I_R^N = \frac{dE_s^N \{(1-d)K_f^N n^N - dR_f^N\}}{R_f^N (K_f^N n^N + R_a^N)} \quad (5.36)$$

(1) 回生限界と回生電流最大条件

本方式での回生動作は, d を急減することによって TR_2 のオン期間を増加し誘導起電力 E_a^N を電源として TR_2 および D_1 より成る昇圧チョップ回路を用い電機子電流 I_a^N とデューティ・ファクタ d で定まる回生電流 I_R^N を得るものである。したがって, 回生限界としては E_a^N が E_s^N より低い場合であっても, 直巻界磁 F_s の巻数を増すことで昇圧機能を向上させて回生動作を実現できる。そこで, 回生可能条件は $I_R^N > 0$ で与えられるものとし, d を一定と仮定してこの条件から回生限界における回転数下限値 n_{\min}^N を求めると

$$\frac{K_f^N n_{\min}^N}{R_f^N} = \frac{d}{1-d} \quad (5.37)$$

が得られる。上式の間係を図 5.9 に示す。図より, 理想的には d を減じることによって十分低い回転数まで回生動作が可能であることがわかる。

力行動作時と同様に d を n^N に応じて制御すると回生電流 I_R^N の大きさを調節することができる。いま, 回生電流を最大とするような d の値を n^N の関数として求めると, (5.36) 式の I_R^N を d で偏微分して零とおくことによって次式が得られる。

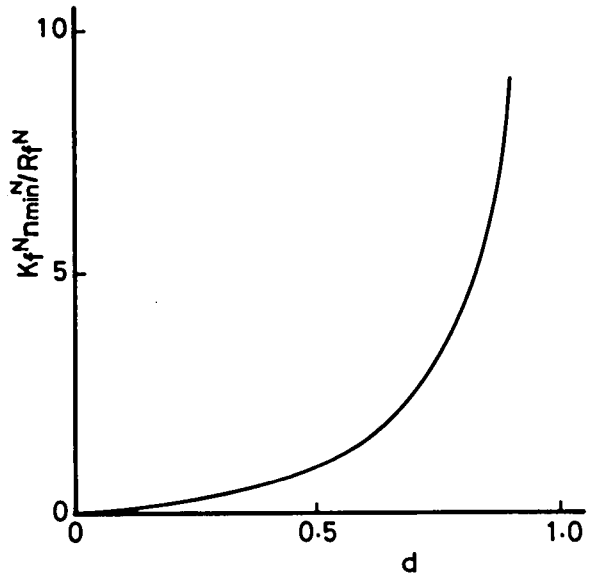


図 5.9 回生限界における回転数とデューティファクタの関係

$$d_{\max} = \frac{n^N}{2 \left(n^N + \frac{R_f^N}{K_f^N} \right)} \quad (5.38)$$

以上のように、本方式においては n_{\min} および d_{\max} の値は電機子側の条件によることなく、分巻界磁側のみの条件によって定まるものである。

(2) モデル機の回生動作特性

図 5.10 はモデル機の回生動作時の T^N 、 I_R^N を d をパラメータとして示したものである。

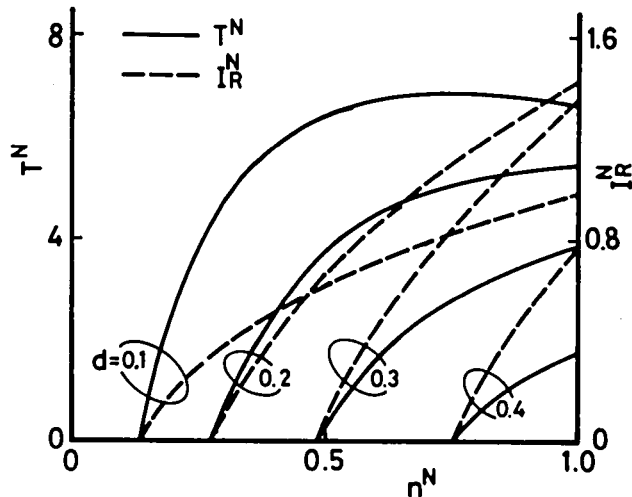


図 5.10 回生動作時のモデル機の諸特性

制動トルク T^N は d を減じることによって大きく増大する。しかしながら、 d を極端に減じると TR_2 のオン期間が著しく増加する結果、電機子の短絡期間が増加して電動機の動作はほとんど発電制動動作に近づく。その結果、大きな制動トルクは得られても十分な回生電流は得られない。また、電機子電流が著しく増大することも考えられる。したがって、通常は電機子電流の許容可能な最大値からも d の下限値が制限されるものと考えられる。

なお、図 5.10 に示されているように、 I_R^N については $d = 0.3$ と $d = 0.1$ 、および、 $d = 0.2$ と $d = 0.1$ の曲線はそれぞれ交叉している。このことは I_R^N が (5.33) 式に示されるように I_a^N と d の相互作用によって決定されることを反映しているものである。この結果から、十分な回生電流を得るためには次のように d を制御すれば良いといえる。すなわち、回転数が高い

場合には E_a^N も一般に高いので d を増加して電機子回路を電源側へ持続する期間を増し大きな回生電流を得る。逆に回転数の低い場合には d を減じて電機子を TR_2 で短絡し、 I_a^N を直巻界磁 F_s のインダクタンスで十分に増加させた後、 TR_2 をオフして電機子回路を電源側へ接続して回生電流を得ると良い。

I_R^N を最大とするような d_{\max} の値をモデル機の定数に対して求めると図 5.11 が得られる。

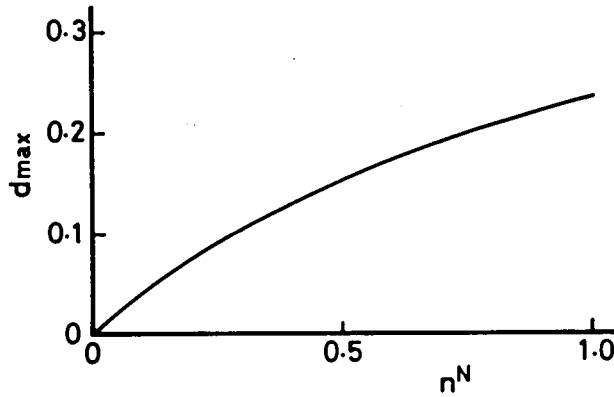


図 5.11 モデル機の回生電流最大条件

図から、高速時には $d \cong 0.2 \sim 0.25$ ，低速時には $d \cong 0.1$ 程度であることがわかる。

このような I_R^N を最大とする制御方式では d は最大でも 0.25 程度であっても、前述のように I_a^N が過大となる恐れがある。そこで、制動トルクに着目して力行運転時と同様の定トルク制動条件を求める。(5.34), (5.35) 式を (5.32) 式に代入すると制動トルクは次式で与えられる。

$$T^N = \left(\frac{E_s^N}{R_f^N} \right)^2 \cdot \frac{\{K_f^N R_a^N + d(K_a^N R_f^N - K_f^N R_a^N)\} \{K_f^N n^N - d(K_f^N n^N + R_f^N)\}}{(K_a^N n^N + R_a^N)^2} \quad (5.39)$$

(5.39) 式を用いてモデル機に対して $T^N = 1$ および $T^N = 2$ となるような $d \sim n^N$ 関係を求めた結果を図 5.12 に示す。

図より、本方式によって制動トルク一定制御を実現するためには、 n^N に対して d を比較的単調に制御すれば良いことがわかる。このことは制御回路を構成するうえからも好ましい特徴である。図 5.12 を図 5.11 と比較すると、制動トルク一定制御時の d の値は d_{\max} に比べてかなり大きい。したがって、電機子が D_1 によって電源側に接続されている期間が長く、また、 TR_2 で電機子を短絡する期間は短いため、 I_a^N の増加が抑制される。この結果、制動トルク一

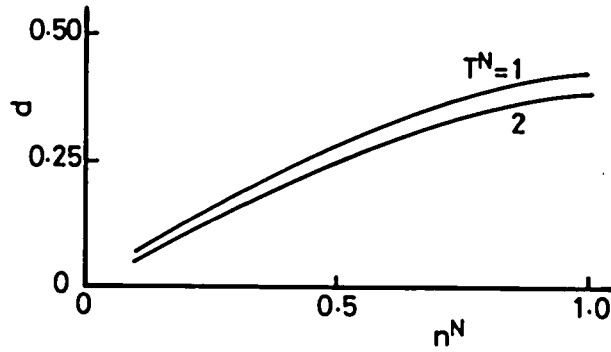


図 5.12 制動トルク一定制御時のモデル機の
デューティファクタと回転数の関係

定制御時の I_a^N の計算値は $T^N = 1$ および $T^N = 2$ に対してそれぞれ $I_a^N \cong 0.5 \sim 1.1$ および $I_a^N \cong 1.1 \sim 2.2$ であった。それゆえ、電動機の短時間定格として基準値の 200 % 程度が許容されるとすれば、 $T^N = 2$ のような高い制動トルクに対してもトルク一定制御が十分に可能性のあるものと考えられる。

5.4 電動機定数の考察

本方式は直流複巻電動機を用いていることから、直巻および分巻の両界磁の割合をどのように設計すれば良いかが問題となる。通常の複巻電動機では、直巻界磁の目的が分巻界磁を部分的に補完することにあるために、一般に直巻界磁の巻数は極めて少ないものがほとんどである。これに対し本方式では、直巻界磁も分巻界磁と同様にトルク発生に寄与することを目的としている。

電動機の諸定数の設計は、電気・機械的諸元の値を決定することにあるが、ここでは前節の近似解析をもとに基準値 n_N , I_N , T_N などが与えられている場合に各パラメータの値 R_a^N , R_f^N , K_a^N および K_f^N をどのように決定すれば良いかについて考察する。

5.3.1 の (1) 項で述べたように、電動機パラメータを固定して (5.15) 式の E_s で与えられる電源を使用すると、一般に図 5.5 および図 5.6 (b) に示されるように d は最大でも 1 に達しない。したがって、制御の有効な範囲を $0 < n^N < 1$ の範囲に限定して考えるものとするれば、この範囲で $0 < d < 1$ となるように電動機パラメータを設定すると、最大限に効果的な制御が実現することになる。そこで、電動機的设计方針として $n^N = 1$ において $I_a^N(1) = 1$, $T^N(1) = 1$ の条件のほか、

$$I_f^N(1) = 0, \quad d(1) = 1 \quad (5.40)$$

を考慮するものとする。このとき、(5.10)式から次式が成立する。

$$K_a^N = 1 \quad (5.41)$$

上式は、直巻界磁の誘導起電力係数が $K_a = K_N$ と大きく、直巻界磁のみによっても十分な電機子巻線の鎖交磁束が得られる程度に直巻界磁巻線を強めたことを意味している。

(5.41)式を(5.15)式に代入すると E_s^N は

$$E_s^N = 1 + R_a^N \quad (5.42)$$

となる。前述したように、電機子回路における抵抗損失を仮定すると R_a^N が定まり、したがって(5.42)式から E_s^N が定まる。電気自動車では通常充電時を考慮して電池電圧 E_s が決定される場合が多い。このため、 $E_s = E_s^N E_N$ によって与えられる E_s の値が適切な値とならない場合には、基準量 E_N あるいはパラメータ R_a^N の値のいずれかを変更する必要があるが生じる。

(5.41)、(5.42)式を(5.13)式に代入すると I_f^N は

$$I_f^N = \frac{1 + R_a^N - (n^N + R_a^N) I_a^N}{\alpha n^N + \beta R_a^N} \quad (5.43)$$

となる。本制御方式では始動時に I_f^N が最大となることから、界磁の飽和などを考慮すると主として $I_f^N(0)$ の値が制限されることになる。そこで、(5.43)式で $n^N = 0$ とおいて得られる関係を求めると次式が成立する。

$$\beta I_f^N(0) = \frac{1 + R_a^N - R_a^N I_a^N(0)}{R_a^N} \quad (5.44)$$

上式の関係を図5.13に示す。図より、 R_a^N の値を一定とすると $\beta I_f^N(0)$ の値は $I_a^N(0)$ によってはほとんど変化せず一定値 $1/R_a^N$ となることがわかる。したがって、 R_a^N および $I_f^N(0)$ を仮定すると係数 β が定まる。

次に α を決定する。本方式では始動電機子電流 $I_a^N(0)$ を始動トルク $T^N(0) = 1$ の条件より求めて、電機子電流を直線状に制御するとほぼ定トルク運転が実現される。 $T^N(0)$ は

$$T^N(0) = \left\{ \frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{1 + R_a^N - R_a^N I_a^N(0)}{R_a^N} + I_a^N(0) \right\} I_a^N(0) \quad (5.45)$$

で与えられるから、上式で $T^N(0) = 1$ の条件を用いて α/β と $I_a^N(0)$ の関係を求めると図5.14

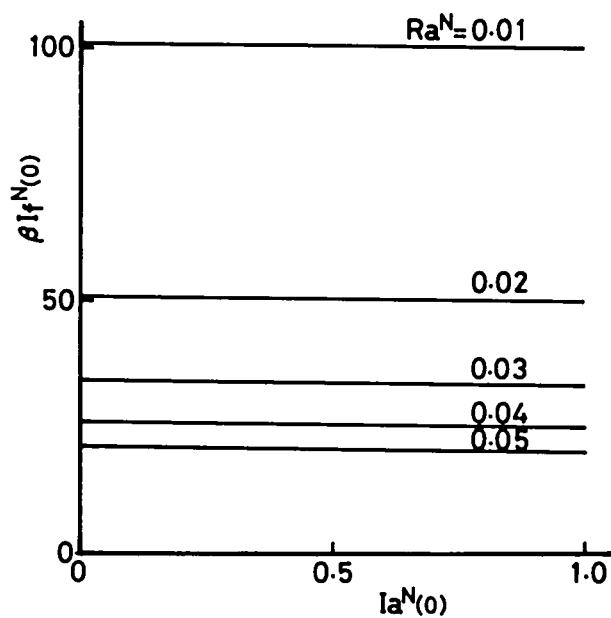


図 5.13 始動時における界磁電流と電機子電流の関係

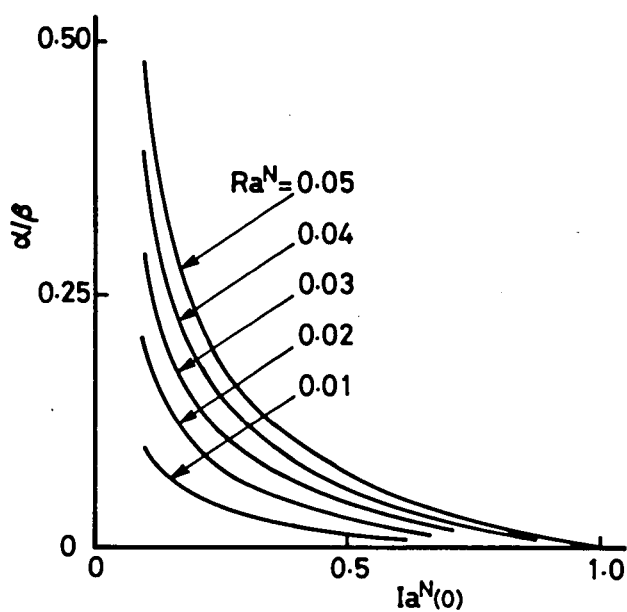


図 5.14 係数比 α/β と始動時電機子電流の関係

が得られる。これより $I_a^N(0)$ を仮定すると係数比 α/β が定まり、すべてのパラメータの値が求まることになる。以上の過程によって電動機パラメータの設計仕様の概略値を決定できる。

5.5 実験および計算結果

5.5.1 実験回路構成

数ターンの直巻界磁巻線を有する定格 1 kW の汎用複巻電動機に鉄製フライホイールを直結した電動機に加・減速特性の実験結果を本解析結果と比較する。フライホイールには光反射膜を貼付して、光学的にその反射パルスを計数し速度微分法を用いて電動機の発生トルクを測定した。なお、フライホイールの慣性モーメントは $1.44 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ である。

チョッパ回路はサイリスタで構成し、転流失敗およびサイリスタ短絡事故時の短絡電流を抑制するために、直流電源と直列に外部保護抵抗を挿入した。表 5.1 に供試電動機の諸定数を示す。なお、チョッパの動作周波数は 400Hz とし、解析式は上述の外部保護抵抗の影響も考慮したものを使用した。

表 5.1 供試電動機の諸定数

パラメータ	実測値
誘導起電力係数 K_a	0.028 V/A/rps
誘導起電力係数 K_f	2.69 V/A/rps
電機子側抵抗 R_a	3.3 Ω
分巻界磁抵抗 R_f	85.8 Ω
外部保護抵抗 R	8.1 Ω
電源電圧 E_s	150 V

5.5.2 力行動作特性

図 5.15 に供試機の力行動作時の実測結果の一例を示す。ここで、 I_a は図に示されるように 5A から 10A まで直線状に制御している。実測範囲が $0 < n < 20 \text{ rps}$ と低速であるのは、前述したように実験回路が慣性負荷で構成されているために、高速領域の起動終了時は有効な測定がなされないことによるものである。外部保護抵抗 R が 8.1Ω とかなり大きいために I_a の増加に伴い電動機への実際の印加電圧が減少して出力トルクも減少する結果となっている。また、本実験で使用した電動機の直巻界磁が弱いために、 I_a を増加することによるトルクの増加よりも I_f の減少によるトルクの減少の影響が大きく、全体的にはトルクが減少する傾向を示す。図の破線で示した曲線は計算結果を示している。実測値と計算値は比較的良く一致しているが、始動時および高速運転時に実測トルク値が計算値よりかなり低い値を示してい

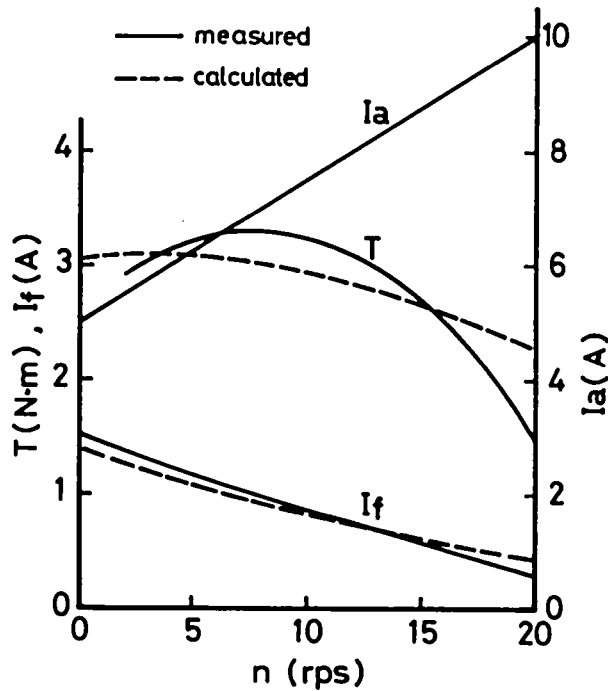


図 5.15 力行動作時の実験結果

る。これは、装置の都合上速度微分法により電動機トルクを求めたために、始動時および高速運転時のように回転数変化の少ない場合において測定誤差を生じているものと思われる。

なお、ここでは示されていないが、 I_a を 10A 一定に保って力行運転を実行した場合は、回転数の上昇に伴い d を大きく増加する必要があるために I_f の減少の影響を受けてトルクは一樣に回転数の上昇につれて減少する。また、この傾向は $I_a(0) = 7.5\text{A}$ として I_a を直線状に制御した場合でも同様であった。

これらの結果から、本方式を適用した場合の力行動作時の諸特性は、5.3.1 で述べた近似解析をもとに十分に考察できるものといえよう。したがって、直巻界磁を強めた電動機では、電機子電流または回転数を検出して d を制御する簡単な制御回路を構成することにより、容易に定トルク運転が実現できるものと思われる。

5.3.3 回生動作特性

供試機を高速で運転した後、 d を減じて 0.2 または 0.143 とした場合の回生動作特性を図 5.16 に示す。実測電流値と計算値は大きく異なっているが、これは、供試機が汎用の複巻電動機であって直巻界磁が小さいために、電機子電流が TR_2 のオフと同時に急激に減少して十

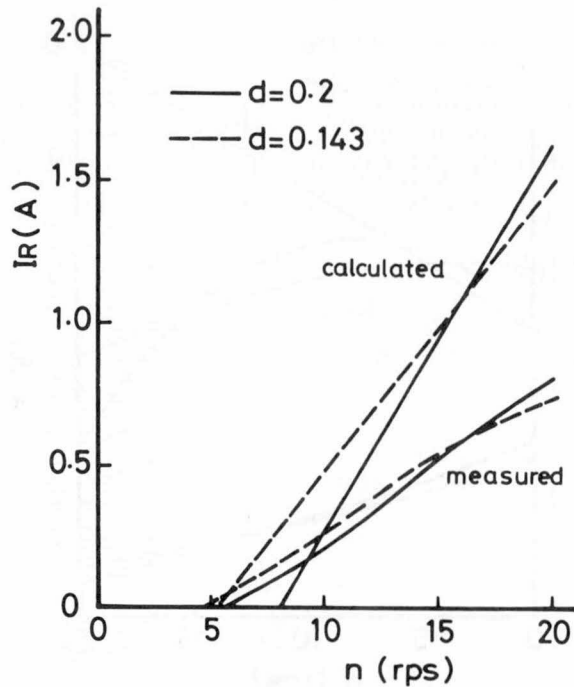


図 5.16 回生動作時の実験結果

分な昇圧効果が実現されず回生電流が計算値より少なくなっているものと思われる。

しかしながら、 d を減じるとかなり低速まで回生動作が可能であること、 $d = 0.2$ と $d = 0.143$ に対する回生電流の曲線は $n \cong 16.25 \text{ rps}$ で実測、計算値とも共に交叉していることに示されるように、実測値と計算値のそれぞれの変化の傾向は良く一致している。

図 5.17 (a), (b) および (c) はそれぞれ力行、回生および力行→回生への動作モード変化時の電機子側端子電圧 V_a と電機子電流 I_a の波形を示したものである。電機子側のインダクタンスが小さいために電機子電流は大きく脈動し、さらに、電機子電流の増加に伴い電源側保護抵抗の電圧降下が増加し V_a が減少することなどがわかる。また、(c) に示されるように本方式の特徴の一つである電動機の動作モードの無接点化切換え制御は良好に遂行されている。

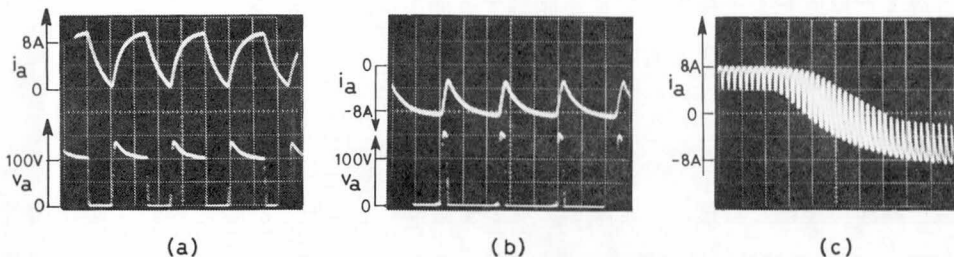


図 5.17 各動作モードにおける電機子電流と電機子側端子電圧の観測波形

本方式ではこのモード切換えは力行⇄回生のいずれの場合でも、単一の設定値 d を制御することにより実現されるので、制御回路も極めて単純化されと考えられる。

5.6 結 言

直流電動機を用いた電気自動車の駆動方式に関しては数多くの発表例があり、近年では、主回路構成が多少繁雑であってもマイクロコンピュータを中心とした高度の制御技術を採用して、所望の制御特性を実現しようとする傾向も見受けられる⁽⁴¹⁾。しかしながら、マイクロコンピュータは装置のモニタリング、素子などを含めた各デバイスの保護、また搬送機および将来の交通システムなどにおいては外部との通信など、多くの責務を負わされるものと考えられる。したがって、主回路構成および制御の容易さの両面から系の構成を単純化することの意義は大きいといえよう。

このような観点から、本章では直流複巻電動機を用いて簡単に力行・回生の2象限動作を実現する電機子・界磁同時制御方式による電動機運転を検討した。始めに本方式の主回路構成と動作原理について述べ、次いで平均値解析を適用して本方式の力行および回生動作時の運転特性を明らかにした。

力行動作時の定トルク運転条件は、電機子電流を始動トルクが基準トルク値に合致するように設定し、以後回転数の上昇と共に直線状に電流を制御することによって、近似的に実現されることを示した。さらに、実験室規模のモデル機の定数を想定して、力行動作時の運転特性を例示しこれを電機子のみをチョップ制御する方式と比較した。この結果、本方式によって一始動あたりの電力消費が軽減され、駆動系の高効率化が期待されることを明らかにした。

また、同様の近似解析を回生動作時に関して実施し、回生限界および回生電流最大条件を明示した。ついで、モデル機の定数を用いてチョップのデューティ・ファクタと回転数との関係を考察した。回生電流最大条件で電動機を制御すると電機子側の短絡時間が増加して過大の電機子電流が流れる恐れが生じる。そこで、制動トルク一定制御を実施してこの電機子電流を抑制する方法を検討した。その結果、本方式では比較的単調な関係でデューティ・ファクタを回転数に対応して調整することにより、これを実現できることが判明した。

さらに、本方式は複巻電動機を使用することが特徴の一つであることから、力行動作時を想定して分巻および直巻の両界磁パラメータの設計指針を与える関係について検討した。

最後に1kWの供試機を用いた実測結果を示し、これを計算結果と対比して本方式の有効

性を確認した。これにより、平均値を使用した近似解析によって本方式の運転諸特性を考察することが可能であることが示された。

本章で検討した方式はホイールイン・ドライブなどの二機同時制御系への拡張が可能である。今後、この場合の運転特性の考察と共に、一機制御に対しても回生動作時をも含めた電気・機械的電動機の諸元を真に最適設計することなどが重要である。

第 6 章 無人搬送車走行用電動機の二機同時運転

6.1 緒 言

前章では電気自動車駆動用電動機の単機運転制御について考察した。通常、電気自動車においても従来のエンジン駆動車と同様に、車輪の駆動装置としては単一の駆動用電動機を有するのみであり、差動歯車および前輪操舵機構を用いて車輪の円滑な回転・直進走行を実現するものが多い。これに対し、左右の両車輪を個別に独立に制御・駆動する方式によれば上述の差動歯車および操舵機構は共に不要となり、両車輪を速度制御することによって前・後進および回転などを実現できる。このような電動機の二機同時運転の一応用例として、本章では工場その他で使用される無人搬送車（以下、Automatic carrier, AC と略す）を対象として、その駆動回路および運転制御法について検討する。

近年、工場のいわゆる FMS 化に伴い AC の性能に対する要求はとみに高度化しつつあり、ハードおよびソフトの両面から優れた AC を開発することが急務であるといえる。^{(102), (103)} AC を用いた無人搬送システムの性能向上には、AC 本体の構成・制御方法、AC の走行・誘導方法、ならびにシステム運用方法などに関する多面的な諸要因を考察する必要があるが、ここでは上記のうち前二項に関して特に電動機の運転制御を中心に考察する。

AC 本体の駆動装置については、現在のところ直流電動機が多く使用されており、二機制御方式による AC もすでに一部商品化されている。⁽⁵⁴⁾ しかしながら、両輪の個別制御の容易さを保証するという観点から、各電動機駆動用の電力変換器は左右独立に設定されており、これをさらに単純化することが望ましい。そこで、本章では新たに開発したトランジスタ 6 個を用いた 3 アームトランジスタチョップ方式で左右の両直流電動機を制御する手法に関し、その原理および運転制御方法を論じる。この方式によれば電源のオン・オフ用に使用する主遮断器以外には一切の有接点开閉器を必要とせず、最少限のトランジスタで AC の運転制御が可能となる。

現在、AC はそのほとんどが光学式反射テープあるいは電磁誘導を利用した方式により、床面の走行通路を検出して誘導するものが多い。しかし、この方式はコース変更の柔軟性を欠き、床面工事の繁雑さを考慮すると、可能な限りこれらの附加工事の不必要な自立運転に近い機能に近づける必要がある。AC の車軸に直結した回転エンコーダから得られるパルス

計数処理することによって、ACのX-Y平面における現在位置を計算して完全自立運転を実現することも原理的には考えられ、低速走行装置では一部研究試作段階にある。⁽¹⁰⁴⁾⁻⁽¹⁰⁶⁾

しかし、実際の観点からは機械的諸元の左右不平衡、車輪のスリップ、高速運転時の位置検出および電動機制御などの演算ソフトウェアへの責務増を考慮すると、一気に完全自立運転方式のACを実用化することは困難であろう。そこで、本研究では基本的には誘導補助用に幾つかの外部情報が与えられるものとして以下の3点について考察することとした。

- (i) 直線走行時には走行速度指令および車体の振れ角などの外部情報が与えられるものとして、両車輪の速度制御のみを行う。
- (ii) 回転走行時には回転開始指令と共に目標回転角および回転半径などが指示されるものとし、これらの回転パターン情報を受取った後は一定期間の自立運転によって必要な回転動作を実現する。
- (iii) 停止状態から自立方式によるスピン動作機能を有する。

以下、上記3機能を有するACの駆動および運転制御方式についてハードおよびソフトの両面から考察し、次いで実規模の試作機を用いた走行実験結果をもとに本方式の有効性に関して検討する。

6.2 無人搬送システムと走行モード

6.2.1 無人搬送システム構成

n 台のACより成る無人搬送システムを図6.1に示すような階層構造で表わす。最上位には全ACの配車・走行管理を制御するシステム運用系が考えられ、このサブシステムと個別各ACの制御系の間に無線あるいは通信回線を利用した通信制御系がある。本章で考察する範囲はこの最下位に位置する個別各ACの運転制御系を対象としており、その概略ブロッ

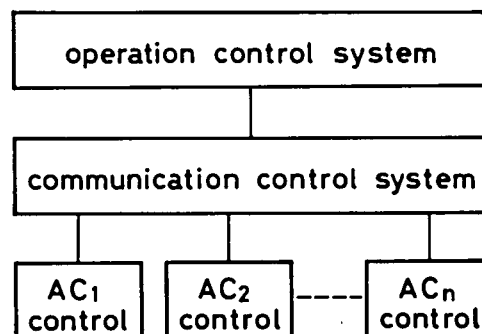


図 6.1 無人搬送システム構成

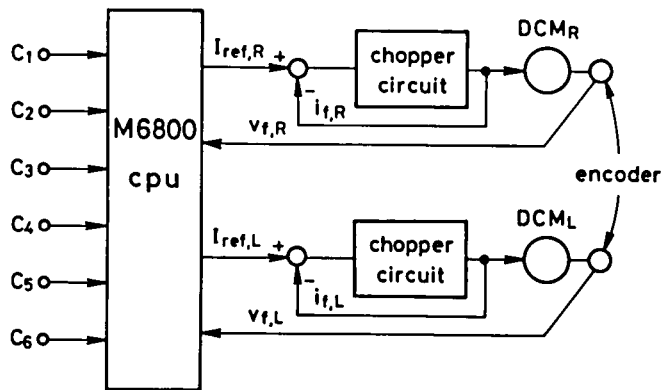


図 6.2 ACの運転制御系のブロック図

ク図を図 6.2 に示す。

図に示されているように、左右の両直流分巻電動機 DCM_R 、 DCM_L は定電流制御されたチョッパによって駆動され、車軸に直結したエンコーダを用いて速度情報 $v_{f,R}$ 、 $v_{f,L}$ がマイクロコンピュータへ転送される。CPUでは両輪への速度指令値 $V_{ref,R}$ 、 $V_{ref,L}$ を用いて速度誤差を演算し、PI 調節演算の後に両電動機への電機子電流指令値 $I_{ref,R}$ 、 $I_{ref,L}$ を作成する。なお、図の $C_1 \sim C_6$ は上位システムからの外部情報を示すもので、それぞれ以下のような各指令を仮定している。

- C_1 : 走行モード指令
- C_2 : 直線走行時の速度指令
- C_3 : 直線走行時の操舵角指令
- C_4 : 回転開始・パターン指令
- C_5 : スピン開始・パターン指令
- C_6 : 非常停止指令

6.2.2 AC の走行モード

AC の走行モードとしては以下の 4 モードを想定した。

- (i) 停止維持モード 本モードでは AC は停止状態を継続するものとし、すべてのトランジスタをオフ状態とする。本モードの中断は上位システムが C_1 指令を変更することによってこれを実行する。
- (ii) 直線走行モード C_1 の指令内容が停止から直線モードに変化すると、 C_2 および C_3 によって AC の両車輪の走行速度指令値が得られる。このモードでは CPU は両輪の速

度制御のみを実行する。なお、供試ACは100kg自重100kg荷重の小形ACに匹敵するものであり、その直線走行時の最高速度は毎分60mとした。ACが回転地点に近づくと次の回転走行モード指令を受けて自立回転走行へ移行する。

- (iii) 回転走行モード 本モードでは C_4 指令によって回転パターン指令を受けて、ACは自分自身の判断による自立走行により回転走行を実現する。ここで、回転パターンは以下のように設定した。

回転直前進入速度	: 20m/min
平均回転速度	: 20m/min
回転半径	: 600mm (車軸中心)
回転方向	: 進行方向に向かって左右の双方
回転角度	: 45° , 90°

- (iv) スピンモード このモードでは停止状態から車軸の中心点を回転中心として両電動機を互いに逆回転させスピン動作を実現する。なお、目標スピン角は 90° および 180° でありスピン速度については特定することなく実験的に設定することにした。

以上、特に(iii)の回転走行モードを自立化することにより、最少限の外部情報を利用して本ACシステムを運行することができる。回転中のACの平均速度20m/minと現状の一般的な従来方式の同規模ACの15m/minを上回っており、本方式が有効に機能するならばその利点は大きいといえよう。

6.3 二機制御用チョッパ回路

6.3.1 チョッパ回路構成

図6.3に試作ACの制御に使用した3アームトランジスタチョッパ回路の主回路構成を示す。本回路は電力用トランジスタ $TR_1 \sim TR_6$ 、環流および回生用ダイオード $D_1 \sim D_6$ より成るトランジスタチョッパ回路で、左右の両電動機 DCM_R , DCM_L はこれらのトランジスタのオン・オフによって定電流制御される。電機子電流は同図の微小抵抗 R_R , R_L の端子電圧降下として両電動機の接続点0点を基準としてアナログ的に検出される。なお、トランジスタ短絡などの事故は図のPQ間電位差を検出してこれをフォトカップラを用いたベース制御回路の緊急信号として利用する。 F_R および F_L は両電動機の界磁巻線である。

本回路はトランジスタ6個を主回路素子として使用する最少限の回路構成となっており、

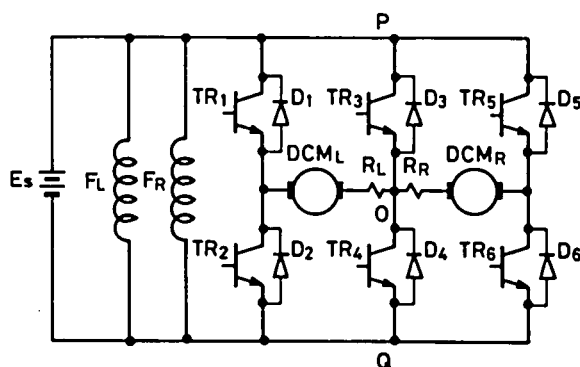


図 6.3 3 アームトランジスタチョッパ方式二機制御回路

他の一切の有接点開閉器を含まず保守および信頼性が向上している。反面、両電動機の電機子が点0において接続されているために、両電機子が相互に干渉して独立制御が困難であるという欠点を有する。しかしながら、このことはACのスピンドル動作時のみに幾分障害となるのみであり、通常ACは直線走行および回転走行がその走行中の大半を占めることを考慮すると基本的に大きな障害とはならないものと考えられる。

6.3.2 チョップパ制御パターン

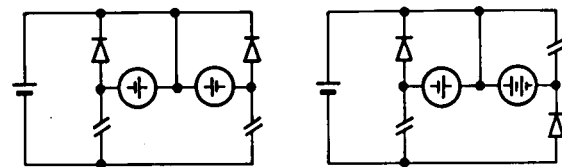
図 6.3 に示した回路で、 TR_3 をオンした状態で、 TR_2 および TR_6 をオン・オフ制御した場合の両電動機の回転方向を前進走行時の両電動機の正転方向とする。スピンモード以外では両電動機を互いに逆回転させることはないものとし、さらに、電動機の制動方法としては回生および発電制動のみを考慮すると、AC 走行に必要な電動機の制御パターンは表 6.1 のように考えられる。

制御パターン1～4は前進走行時を想定したもので、両電動機は共に正転し速度偏差に応じてそれぞれ独立に力行加速または回生制動によって減速される。制御パターン5～8は同様に後進時に対応したもので、この場合も両電動機は独立に制御される。試作ACにおいてはスピン動作以外では両電動機を互いに逆方向に制御しないものとしていることから、回転走行時であっても車輛の走行方向によって表6.1のパターン1～4または5～8で電動機を制御すれば十分である。

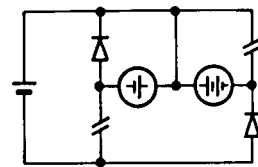
制御パターン 9～12, 13～16 はそれぞれ右スピンおよび左スピンに対応しており, 両電動機は互い逆方向に制御される。前進走行時, 後進走行時および右スピン走行時の各電動機制御動作を実現するのに必要なチョッパの制御オン・オフパターンをそれぞれ図 6. 4, 6. 5 および 6. 6 に示す。図 6. 4, 6. 5 で記号 —/— は電動機を定電流で運転するために該当する

表 6.1 電動機の制御パターン

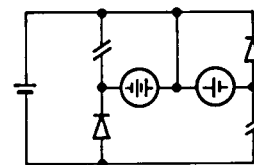
		DCM_L	DCM_R	パターン番号
前進		正転・力行	正転・力行	1
		正転・力行	正転・回生	2
		正転・回生	正転・力行	3
		正転・回生	正転・回生	4
後進		逆転・力行	逆転・力行	5
		逆転・力行	逆転・回生	6
		逆転・回生	逆転・力行	7
		逆転・回生	逆転・回生	8
ス テ ッ プ	右	正転・力行	逆転・力行	9
		正転・回生	逆転・力行	10
		正転・力行	逆転・回生	11
		正転・回生	逆転・回生	12
	左	逆転・力行	正転・力行	13
		逆転・回生	正転・力行	14
		逆転・力行	正転・回生	15
		逆転・回生	正転・回生	16



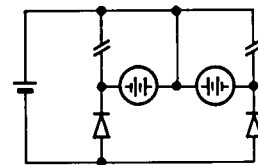
(a) パターン 1



(b) パターン 2

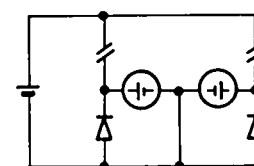


(c) パターン 3

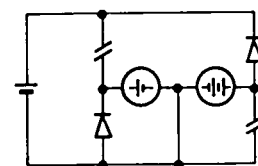


(d) パターン 4

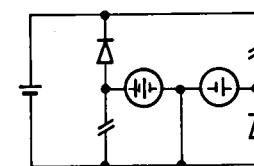
図 6.4 前進走行時のチョップ制御パターン



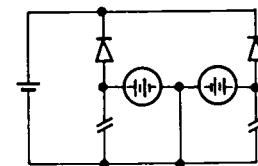
(a) パターン 5



(b) パターン 6



(c) パターン 7



(d) パターン 8

図 6.5 後進走行時のチョップ制御パターン

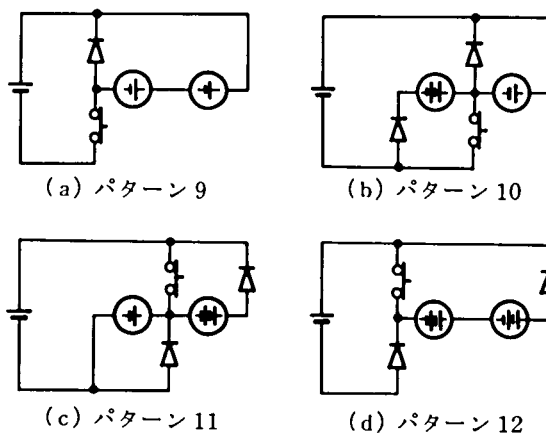


図 6.6 右スピン走行時のチョップ制御パターン

トランジスタが高速でオン・オフされることを意味している。

図 6.6 において記号 は該当するトランジスタが常時はオンであるが過電流検出によって一定期間オフされることを意味している。たとえばパターン 10 においては、 DCM_L を正転回生、 DCM_R を逆転力行制御することが必要となる。これは図 6.6 (b) に示すように、 TR_5 をオンして TR_4 を制御することによって実現される。このとき、 DCM_L の制動電流と DCM_R の力行電流は共に TR_4 を流れることになるが、これが一定の制限値を越えると TR_4 をオフすることになる。このように、本チョップ回路では両電動機の完全独立制御によるスピン走行は実現できないが、設定速度との大小関係によって図 6.6 のパターンのいずれかを適宜選択することによって両電動機をある程度まで個別に制御してスピン動作を実現することができる。左スピンについては省略するが同様のことがいえることは明らかである。

6.4 試作ハードウェア回路

6.4.1 マイコンの入出力信号

M6800 を用いたマイクロコンピュータシステムの入出力信号を図 6.7 に示す。本システムは回路構成の簡単化のために PIA・ICHD 46821 を 4 個使用して I/O 周辺回路を単純化した。速度偏差より演算された電流指令値を PIA 1 の A, B 各ポートから D/A コンバータへ出力する。電動機の回転速度は一定周期ごとの割込み入力 IT に同期して PIA 3 の各ポートから 8 ビット計数値としてエンコーダパルス N_R , N_L を入力することにより測定される。

速度指令値および電流指令値の符号を考慮して、各トランジスタのオン・オフパターンを求めてこれを PIA 4 のポートから 8 ビット情報として外部デコーダ回路へ出力する。PIA2

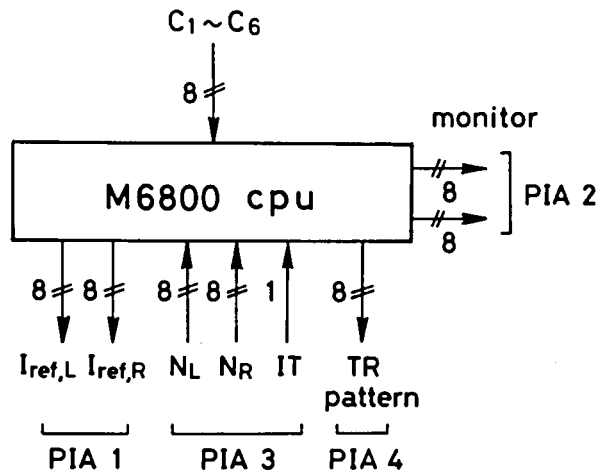


図 6.7 マイコンの入出力信号

は測定した両車輪の速度などのモニタ用に使用した。なお、 $C_1 \sim C_6$ の各指令入力 は PIA 経由で CPU へ 8 ビット情報として考えられるものとする。

6.4.2 エンコーダパルス入力回路

図 6.8 にエンコーダパルス計数のタイムチャートを示す。46821 の PIA・IC の CA1 ビットを用いて一定周期ごとの割込みを発生する。以後、CPU へ PIA の計数値が入力されるまで CA2 ビットはハイレベルを保ち、読み込み終了時点でローレベルとなる。そこで、この CA2 パルスの後縁を検出して計数カウンタをリセットする。割込み発生後、カウンタはカウント動作を停止しており、リセットパルスを受付けて次の計数に入る。このような手法を用い

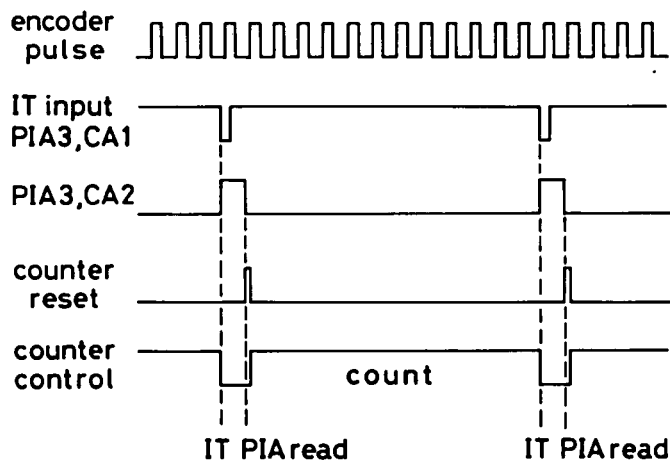


図 6.8 エンコーダパルス入力方法

ることによって、エンコーダパルス入力部分のラッチ回路を省略することができる。

6.4.3 電流制御回路

電動機の実電流制御を実現するために図 6.9 に示した一般的な瞬時値制御方式を採用した。電流指令値 I_{ref} と電機子電流 i_f と比較し、ヒステリシス幅 2Δ のヒステリシスコンパレータを用いて論理信号 I_{chop} を作成する。この I_{chop} 信号はチョップ回路のトランジスタのベース制御信号として以下のように利用することができる。

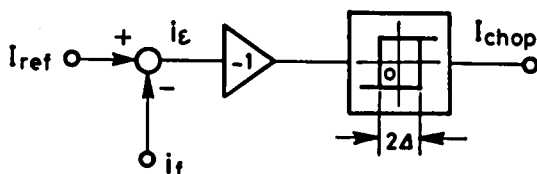


図 6.9 電流瞬時値制御方式の原理

いま、前進行時の右電動機 DCM_R の制御を考える。電機子電流の電圧換算アナログ信号 $i_{f,R}$ は、左右両電機子の接続点を基準として検出されることを考慮すると、力行時に負、回生時に正である。したがって、 DCM_R の正転力行時のチョップ制御回路と $i_{f,R}$ および電流指令値の電圧換算値 $I_{ref,R}$ は図 6.10 (a) に示されるようになる。同様に回生動作時のチョップ制御回路と電圧換算された電流波形は同 (b) 図のようになる。これらの結果から、力行・回生のいずれの場合においても、 $I_{ref,R} \pm \Delta$ と $i_{f,R}$ の大小関係によって得られる信号 I_{chop} によって、

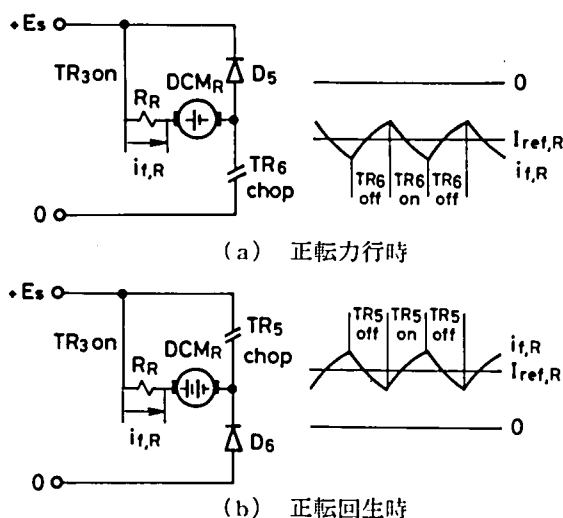


図 6.10 前進行時の右電動機の制御

TR₅ および TR₆ を表 6.2 に示すように制御すれば良いことがわかる。

表 6.2 前進走行時の TR₅, TR₆ の制御

	I_{chop}	力 行 時		回 生 時	
		TR ₅	TR ₆	TR ₅	TR ₆
$i_{f,R} > I_{ref,R} + \Delta$ 検出後	1	オ フ	オ ン	オ フ	オ フ
$i_{f,R} < I_{ref,R} - \Delta$ 検出後	0	オ フ	オ フ	オ ン	オ フ

表から、力行時の TR₆ と回生時の TR₅ は互いにオン・オフが I_{chop} の 1/0 に関して反転していることが示される。したがって、図 6.9 に示したヒステリシスコンパレータより得られる論理信号 I_{chop} で力行時の TR₆ をオンし、 $\overline{I_{chop}}$ で回生時の TR₅ をオンすれば良いといえる。その他の電動機制御パターンについても同様のことがいえて、この I_{chop} 信号を用いてチョップの定電流制御が可能であることが示される。

6.5 試作ソフトウェア

6.5.1 速度制御アルゴリズム

電動機速度制御には一般的な速度形の PI 制御アルゴリズムを使用した⁽¹⁰⁸⁾ いま、速度指令値を V_{ref} 、実際の速度を v_f とした場合に、電流指令値 I_{ref} を次式で与えるものとする。

$$\left. \begin{aligned} I_{ref} &= K_p \epsilon_v + K_I \frac{1}{S} \epsilon_v \\ \epsilon_v &= V_{ref} - v_f \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

ただし、 S はラプラス演算子である。速度のサンプル期間を T_s として (6.1) 式を速度形に変換すると

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{ref,n} &= K_p \Delta \epsilon_{v,n} + K_I T_s \epsilon_{v,n} \\ I_{ref,n} &= I_{ref,n-1} + \Delta I_{ref,n} \\ \Delta \epsilon_{v,n} &= \epsilon_{v,n} - \epsilon_{v,n-1} \end{aligned} \right\} \quad (6.2)$$

となる。計算機では (6.2) 式にもとづいて速度偏差より電流指令値を計算し、これをソフトウェアで振幅制限して D/A コンバータへ出力する。なお、速度指令値としては符号付き 8 ビ

ット数とし、正符号は正転を、負符号は逆転をそれぞれ意味するものとした。

供試ACではエンコーダ一回転あたりのパルス数 $P_w = 2000$ ，車輪一回転あたりの走行長 $l_w = 628\text{mm}$ （ $\phi = 200\text{mm}$ ）であるから，サンプル時間 $T_s = 30\text{msec}$ では速度の分解能は次式で与えられることになる。

$$\text{速度分解能} = \frac{60}{T_s (\text{msec})} \cdot \frac{l_w (\text{mm})}{P_w} = 0.628\text{m/min/bit} \quad (6.3)$$

なお，電流についても同様に符号付き8ビットでこれを変換するものとし，最大電流を10Aとすると次式が得られる。

$$\text{電流分解能} = \frac{10}{128}\text{A/bit} = 78.1\text{mA/bit} \quad (6.4)$$

6.5.2 回転走行制御アルゴリズム

6.2.2で述べた回転走行モードを自立運転で実現するためには以下の方式を用いた。いま，図6.11に示すように進行方向に向かって右側へ 90° の回転を仮定し，回転開始点をS，終了点

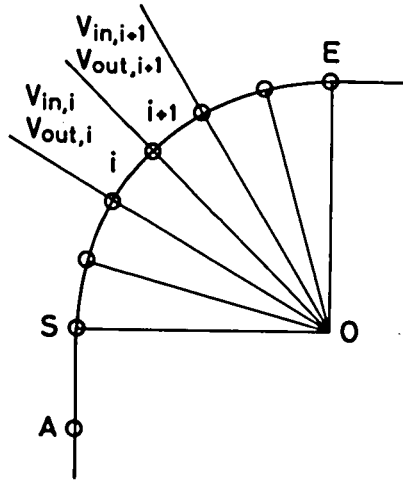


図 6.11 回転走行モードの制御区間と速度指令

をEとする。ACはS点へ到達する以前にA点で外部情報を受けて予定速度の 20m/min に減速されるものとする。ACの回転角 90° を 15° を単位とする区間に分割し，第 i 区間における内・外輪の速度指令をそれぞれ $V_{in,i}$ および $V_{out,i}$ とする。ACが単位角 15° を理想的に走行した場合の両輪の平均走行距離を L_{ref} ，目標回転角 15° を θ_{ref} とする。これに対し，実際の両車輪の平均走行距離を L_f ，回転角を θ_f とし，第 i 区間の走行中において $L_f \equiv L_{ref}$ となった

時点で振れ角の偏差 $\Delta\theta_i$ を次式で定義する。

$$\Delta\theta_i = \theta_{ref} - \theta_f \quad (6.5)$$

ここで、次の第 $i+1$ 区間においては両輪への速度指令 $V_{in, \overline{i+1}}$ および $V_{out, \overline{i+1}}$ をそれぞれ次式に示すように (6.5) 式の $\Delta\theta_i$ を用いて変更する。

$$\left. \begin{aligned} V_{in, \overline{i+1}} &= V_{in, i} - K_\theta \Delta\theta_i \\ V_{out, \overline{i+1}} &= V_{out, i} + K_\theta \Delta\theta_i \end{aligned} \right\} \quad (6.6)$$

たとえば、 $\Delta\theta_i > 0$ であれば振れ角が小さかったことになり、 i 区間に比べて $i+1$ 区間では外輪速度指令が増加し内輪側では逆に減少する。それゆえ、この区間では前の区間に比べてより大きな回転角が実現され、回転角度偏差を減少するように AC は走行することになる。

以上の動作を各 15° 単位区間について繰り返して右 90° の自立回転走行を実現する。

微小時間 ΔT における AC の走行軌跡は一般に円形と考えることができるので、⁽¹⁰⁹⁾ 内・外輪の移動距離をそれぞれ ΔL_{in} 、 ΔL_{out} とし、AC の振れ角を $\Delta\theta$ とすると次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} \Delta L_{in} &= (R-d/2) \Delta\theta \\ \Delta L_{out} &= (R+d/2) \Delta\theta \\ \Delta\theta &= \theta_{n+1} - \theta_n \end{aligned} \right\} \quad (6.7)$$

ただし、 R および d はそれぞれ車軸中心の回転半径およびトレッド幅である。(6.7) 式より両輪の平均走行長 ΔL および回転角 $\Delta\theta$ は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta L &= (\Delta L_{in} + \Delta L_{out})/2 \\ \Delta\theta &= (\Delta L_{out} - \Delta L_{in})/d \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

上式から、左右のエンコーダパルス数の和によって平均走行距離が定まり、差によって回転角が定まることがわかる。供試 AC における値 $d = 458 \text{ mm}$ 、 $\ell_w = 628 \text{ mm}$ 、 $P_w = 2000$ を用いると両エンコーダの 1 パルス差は

$$\Delta\theta = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{\ell_w}{d P_w} = 0.0393 \text{ deg/pulse} \quad (6.9)$$

の回転角に等しい。

実際の演算プログラムにおいては、両輪の走行距離はエンコーダパルス数に比例するもの

と仮定し、内・外輪の各サンプル期間ごとのエンコーダパルス数 N_{in}, N_{out} を計数しその和および差を求めて走行距離および回転角の情報としている。また、これらはすべて16ビットに拡張して演算し、さらに適切なリミッタを設けて回転角が目標角に対して大きく過不足のない場合についてのみ(6.6)式による線形補正を実施するものとして演算の簡略化をはかった。

6.5.3 プログラムの入力データ

試作したシステムは図6.2および図6.7に示されるように外部から $C_1 \sim C_6$ の指令を受けて動作することを想定して開発したが、上位システムからの外部情報が現在のところ得られないために、実際の走行に際してはメモリ上に走行指令データを格納しこれを逐次取り込んでACの走行実験を行うこととした。そこで、プログラムの入力データとして、諸定数を含んだ以下の3種類の走行指令を入力する必要がある。

(i) 定数データ1 電動機の制御定数に関するもので表6.3に示すものを入力する。

表 6.3 定数データ1

記 号	デ ー タ の 意 味
I_{max}	電流制限値のCPU換算値
k_P	比例ゲインのCPU換算値
k_I	積分ゲインのCPU換算値
k_θ	回転ゲインのCPU換算値

(ii) 定数データ2 各ACおよびエンコーダの機械的諸元に関するもので表6.4にこれを示す。

表 6.4 定数データ2

記 号	デ ー タ の 意 味
L_{ref}	15°回転時のエンコーダパルス数の総和
θ_{ref}	15°回転時のエンコーダパルス数の差
L_{90}	90°スピン時のエンコーダパルス数の総和
L_{180}	180°スピン時のエンコーダパルス数の総和

(iii) 走行モード制御データ ACの走行指令に関するもので、走行モード、走行速度および回転・スピン時のパターン情報などを連続5バイト情報と与える。

以上の諸定数ならびに走行指令をメモリ上に準備することによって、ACを任意のパター

ンに対応して走行制御を実現できる。

6.6 走行実験結果と検討

6.6.1 実験装置の概要

供試ACは590mm W×1080mm L×650mm Hの体格で制御装置を含む自重は150kgである。駆動用電動機は定格24V, 8A, 1800rpm, 135Wの直流分巻電動機で、これを減速比1/16.5の減速歯車を経て $\phi=200\text{mm}$ の車輪を駆動するものとした。電源は24Vの蓄電池を使用し、ACを無負荷状態と、さらに60kg荷重を積載して自重100kg 荷重100kgのACとはほぼ等価な負荷状態とした場合についてそれぞれ走行実験を行った。

なお、ACの前後・左右の中心線上にサインペンをマーカとして固定し、白紙を貼付した床面上を走行させてその走行軌跡を求めた。これより後述する手法で走行結果を検討することによって、3アームトランジスタチョッパを用いた制御方式の有効性を考察した。

6.6.2 実験方法

(1) ACの走行パターン

(i) 直線走行 停止状態から全速に至るまで前進および後進による直線走行を実行する。ここで、走行距離は4mとし、始めの1m区間を10分割してこの間の速度指令値を階段状に増加するソフトスタート方式によりACへの衝撃を緩和するものとした。なお、走行速度はおよそ60m/min, 40m/min, 20m/minの3段階とする(表6.5, データ1～6参照)。このモードではACは両輪が速度制御されるのみであるから、実用的には他の補助的手法を用いた誘導を必要とするが、ACの両輪独立制御時の直進性能を検討し誘導制御時の走行性能の基礎的資料を得ることができる。なお、負荷については、ACの中心上に負荷を置いた場合のほか(表6.5, データ7), 制御定数は若干異なっているがACの左または右のいずれかの側に偏って負荷を置いた偏負荷の影響についても考察した(表6.5, データ8～10)。

(ii) 回転走行 停止状態からソフトスタートによって直進走行に入る。回転直前でのACの走行速度は20m/minに限定するものとして、4m直線走行後に右または左へ90°回転する自立走行モードへ移行する。実験は90°回転走行後に停止した場合、20m/minおよび60m/minで回転から直進走行へ移行した場合などについて行なったが、回転走行モード中ではいずれの場合においても大きな変化は観測されなかった。そこで、ここではその一例としてAC無負荷状態での回転走行(表6.5, データ11～14), 60kgの荷重積載時の中心負荷ある

表 6.5 実測走行パターン

	データ番号	走 行 パ タ ー ン	負荷状態
直 線 走 行	1	前進, 停止→60 m/min→停止	無 負 荷
	2	前進, 停止→40 m/min→停止	
	3	前進, 停止→20 m/min→停止	
	4	後進, 停止→60 m/min→停止	
	5	後進, 停止→40 m/min→停止	
	6	後進, 停止→20 m/min→停止	
	7	前進, 停止→60 m/min→停止	中心負荷
	8	} 前進, 停止→60 m/min→停止 ただし, PI制御ゲインを増加 し負荷位置を変更した場合	中心負荷
	9		左偏負荷
	10		右偏負荷
回 転 走 行	11	前進, 停止→20m/min→右折 90°	無 負 荷
	12	後進, 停止→20m/min→右折 90°	
	13	前進, 停止→20m/min→左折 90°	
	14	後進, 停止→20m/min→左折 90°	
	15	前進, 停止→20m/min→右折 90°	中心負荷
	16	} 前進, 停止→20m/min→右折 90° ただし, PI制御ゲインを増加 し負荷位置を変更した場合	中心負荷
	17		左偏負荷
	18		右偏負荷
ス ピ ン	19	右 180°スピン	無負荷
	20	右 180°スピン	中心負荷
	21	右 180°スピン	右偏負荷
	22	右 180°スピン	左偏負荷

いは偏負荷時における回転走行（表 6.5，データ 15～18）の走行実験軌跡について検討する。

(iii) スピン走行 表 6.5，データ 19～22 に示される右方向スピン動作パターンに対して、AC の中心位置の移動結果を測定する。スピン角はいずれの場合でも 180°である。また、スピン走行実験の場合のみ負荷は 40kg である。

なお、制御ゲインの CPU 値 k_p , k_f , k_θ についてはベンチテストで大略の値を見極めたうえで、始めに AC を無負荷走行させ各パラメータと変化した場合の走行試験から適切と思われる定数を決定した。また、表 6.5 のデータ 8～10 およびデータ 16～18 は他の場合に比べて

幾分制御定数の値が増加している。

(2) 測定結果の整理方法

(i) 直線走行 ACの前・後部に固定したサインペンマーカ位置をそれぞれA, Bとして発進直前のA, Bを結びこの延長線を測定基準線とする。AC発進地点よりこの基準線上の移動距離に換算して1.5 m走行した地点以後の2 m区間を測定範囲とし、この間を0.5 mおきに5点測定する。測定量は図 6.12 に示されるようにマーカA, Bの各測定点での測定基準線に対する垂直方向偏位量をそれぞれ δ_A , δ_B としてこの平均値である δ をACの台車中心O点の中心偏位置とした。さらに、線分 \overline{AB} と基準線のなす角 θ を同時に測定した。なお、この方位角 θ は前進および後進時共に進行方向に向ってACが右へ傾いている場合を正とした。A Cの直線走行距離は4 mであるが、測定区間を上述したようにこの中間2 mに限定したのはACに急激な加減速力の印加されない比較的安定走行時の走行軌跡を検討することによって無誘導時の直線走行性能を考察するためである。

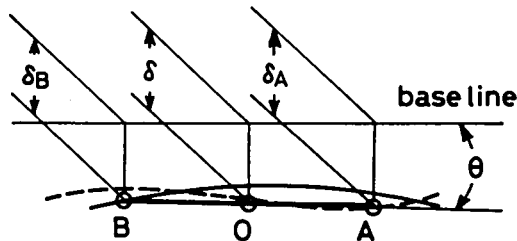


図 6.12 直線走行軌跡と偏位量

(ii) 回転走行 ACの理想的な走行回転半径は600 mmであるから、直線走行から回転走行に転じた時点での A_S , B_S 点を求め、線分 $\overline{A_S B_S}$ の中点 O_S を通る垂直二等分線を描いて、 O_S より600 mmの地点を中心に半径600 mmの四分円を作図してこれを図 6.13 のように測定基準線とする。測定区間は点 O_S より測定基準線に沿って90°回転した地点までとし、この間を6等分した各15°地点の7点とした。さらに、この測定区間の6等分線上にACの台車中心Oが位置する点を求め、測定基準線との偏位量 δ を測定した。また、測定区間の出口における A_e , B_e 点を求めてこれより測定基準線に対する回転終了時におけるACの方位角 θ をも同時に測定した。さらに、ACの15°回転ごとの台車中心Oの位置から作図によって回転走行時の近似的な回転半径を計算した。

(iii) スピン スピン開始前におけるACの中心点 O_S を原点として車軸方向をx軸、これに垂直な方向をy軸として床面に測定基準軸を設定する。これより、台車中心O点の移動軌跡

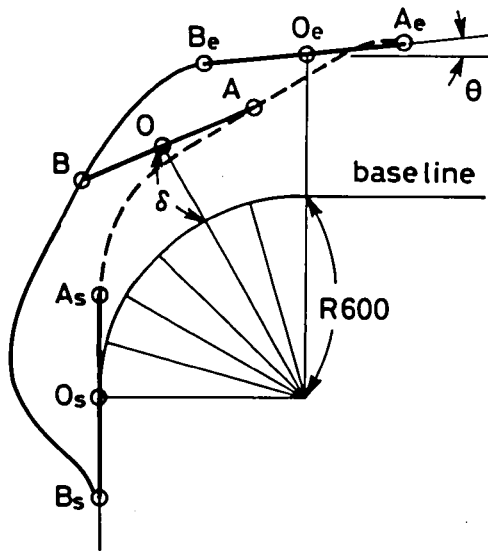


図 6.13 回転走行軌跡と偏位量

のこれら両基準軸方向の最大偏位量をそれぞれ X , Y とする。また，実スピン角と目標角の誤差角 θ を測定する。ここで， $\theta > 0$ は実スピン角過大を，負の符号は実スピン角不足を意味するものとする。

6.6.3 実験結果

(i) 直線走行 表 6.5，データ 1～6 に示した直線無負荷走行時の中心偏位量 δ の測定結果を図 6.14 に示す。図から，供試 AC においては前進および後進時共に左電動機の回転数が幾

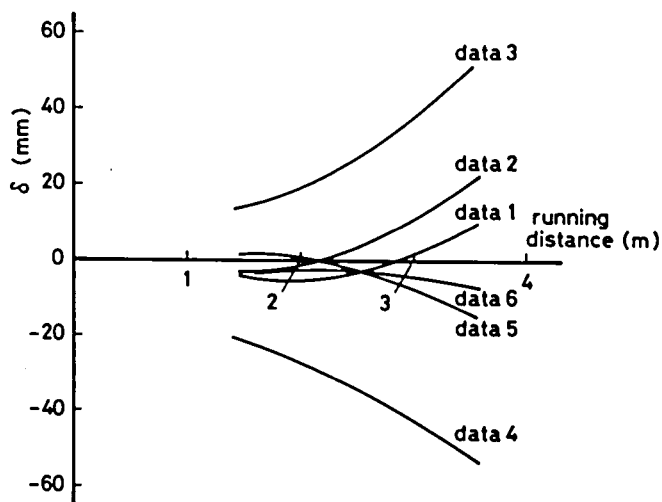


図 6.14 無負荷直線走行実験結果

分高いことがわかる。両電動機は基本的にはフィードバック効果によって同一速度で回転すべきものであるが、実際には速度のデジタル化に起因する量子化誤差、過渡特性の相違あるいは機械的諸元の不平衡その他の要因によって必ずしも両車輪の平衡を保つことは容易ではない。

いま、直線走行時のACの実際の走行軌跡を回転半径の大きな円軌跡と仮定し、図 6.15 に示すように走行開始時のAC中心点 O_s が走行終了後 O_e へ移動したものとする。この間の回転角を θ ，内輪・外輪走行長を L_{in} および L_{out} ，両車輪の実速度を一定値 V_{in} および V_{out} ，走行所要時間を t とすると次式が成立する。

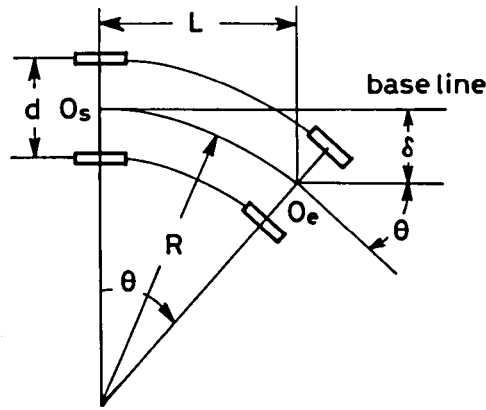


図 6.15 両輪の相対速度誤差を考慮した場合の直線走行軌跡

$$\left. \begin{aligned} L_{in} &= V_{in} \cdot t = Vt = (R - d/2) \theta \\ L_{out} &= V_{out} \cdot t = V(1 + \Delta) t = (R + d/2) \theta \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

ただし、 R および d はそれぞれ回転半径およびトレッド幅であり、 V_{in} は指令値 V に等しく外輪は相対誤差 Δ の割合で指令値 V より高いと仮定している。(6.10)式より $R \gg d$ とすると次式が成立する。

$$1 + \Delta = \frac{R + d/2}{R - d/2} \cong 1 + \frac{d}{R} \quad (6.11)$$

これより $\Delta \cong d/R$ が得られる。測定基準線に沿ったACの走行距離を L ，中心偏位量を δ とすると、次の関係式が成り立つ。

$$\frac{\delta}{L} = \frac{R(1 - \cos \theta)}{R \sin \theta} = \frac{1 - \cos \theta}{\sin \theta} \quad (6.12)$$

ここで、 δ/L を p とおいて(6.12)式を θ について解くと θ は次式で与えられる。

$$\theta = \cos^{-1} \frac{1-p^2}{1+p^2} \quad (6.13)$$

データ3の場合を例にとると、図6.14より $L = 3500\text{mm}$ で $\delta = 50\text{mm}$ であるから、(6.13)式より $\theta \cong 1.64^\circ$ となる。他方、ACの走行軌跡より求められた θ は約 1.8° でありほぼ(6.13)式より求まる値に近い。そこで、 $\theta = 1.64^\circ$ とするとこの場合の等価回転半径 R は

$$R = \frac{\delta}{1 - \cos \theta} = 122064(\text{mm}) \quad (6.14)$$

で与えられることがわかる。供試ACのトレッド幅 $d = 458\text{mm}$ を用いると速度誤差 Δ は(6.11)式から $\Delta \cong 3.75 \times 10^{-3}$ となり約0.4%の両輪速度誤差に対応する。このように、図6.14に示される偏位 δ の値は僅かの速度誤差があっても生じる範囲内の値であり、ACが無誘導であること、自立直線走行のプログラムによる走行でないことを考えると比較的直進性の良い結果が得られているといえよう。

図6.16は負荷時の直線走行モードにおける実験結果を示すもので、データ7の例にみられ

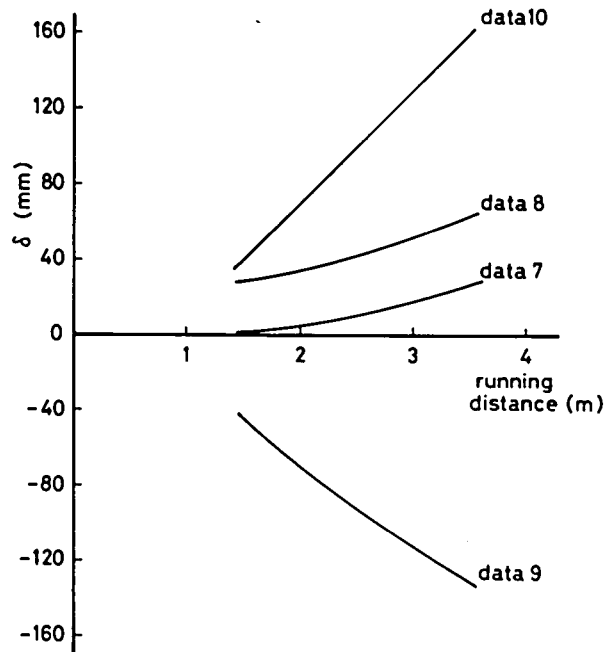


図 6.16 負荷時直線走行実験結果

るように中心位置に負荷を設置した場合はその走行軌跡は無負荷時に対して大きく異なっていない。データ 8～10 では、制御定数を増加した結果偏位量が増大していること、偏負荷の場合に AC は負荷の設置された方向へ偏って走行する傾向があることを示している。しかし、適切な制御定数で AC を制御する場合には偏負荷であっても比較的良好な直進走行機能が実現されていることがうかがわれる。なお、AC の方位角 θ については最大でも 3.3° であった。

(ii) 回転走行 回転走行時の中心偏位量 δ の測定結果を図 6.17 に示す。図より、右折および左折のいずれの場合にもほぼ同様の傾向が表われており、本試作 AC においては回転走行軌跡はいずれも理想状態より外側大回りとなることが示されている。荷重の影響については同図 (c) を (a) あるいは (b) と比較すると、制御定数の相違も影響して回転終了時の偏位量 δ が約 20 mm 程負荷時の場合が大きい。同一制御定数を用いた場合のデータ 11 とデータ 15 を比較するとこれらの間にはほとんど相違がみられず、負荷の有無は回転軌跡に大きく影響することはないものと考えられる。さらに、データ 16～18 の結果を考慮すると偏心負荷の影響もほとんど考慮する必要がないものと思われる。以上のことから、AC の回転走行軌跡

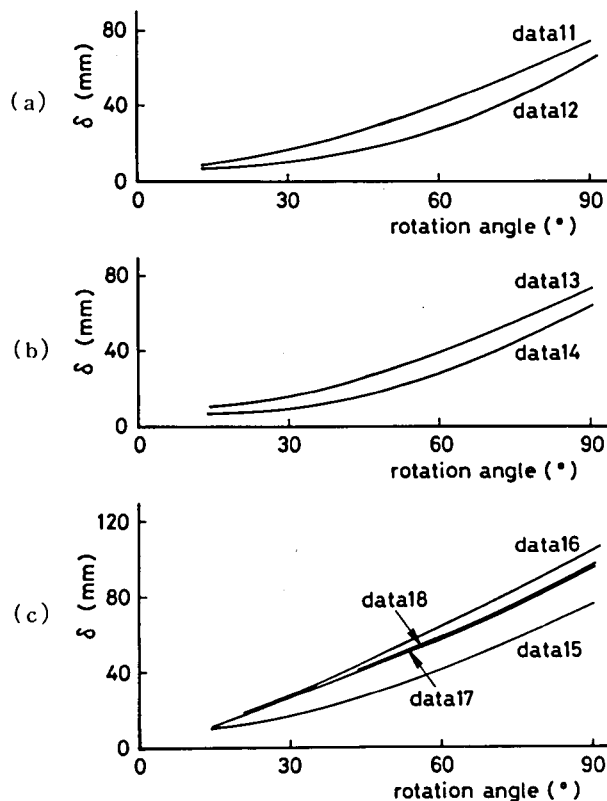


図 6.17 回転走行実験結果

は比較的一定であるといえよう。したがって、回転軌跡そのものは外側大回りとなるが、その負荷変動による変化が少ないことから、回転開始地点をより手前に設定すること、走行速度指令を変更し低速走行実験を試みることなどの諸要因を考慮して実車走行実験を重ねることによって、十分に回転走行の自立運転を実現する可能性があるものと思われる。なお、A C方位角 θ についてはおよそ $-6^{\circ}\sim-7^{\circ}$ の範囲であった。

(iii) スピン 表 6.5, データ 19~22 に対応したスピン走行時の偏位 X, Y とスピン誤差角 θ の測定結果を表 6.6 に示す。これより、負荷時あるいは無負荷時共にスピン時の中心点は最大 40mm 程度の偏心を生じているが、本チョップを利用した場合のスピン走行に際しては完全に独立した両輪の制御が困難であることを考慮するとほぼ満足し得る結果が得られているものといえよう。

表 6.6 スピン時偏位量

データ番号	X [mm]	Y [mm]	θ [°]
19	32	30	2.5
20	43	38	1.5
21	33	33	1.8
22	20	35	3.0

6.7 結 言

電力用半導体を用いた複数電動機の運転制御として、無人搬送車の走行用電動機制御について考察した。無人搬送車は生産工場のみならずあらゆる運搬作業において今後益々需要の増大する設備の一つであり、その走行用電動機制御方式として簡易かつ安価な方式を開発すると共に、高度のいわゆるインテリジェンス化を検討することは十分に価値のあることと思われる。

完全自立運転機能を有する無人搬送車の実用化は困難であると考えられることから、本章では補助的情報が外部から部分的に与えられるものとして、主として回転およびスピン走行時の自立運転について考察した。生産工場内では可能な限り搬送車の誘導目的の床面工事を不必要とすることが望ましいが、レーザあるいは超音波方式などによって直進誘導を床面工事なしで実現する方式の研究も進展している。したがって、本章で考察したような部分的に自立運転を実現する方式をこれらの直線誘導方式と効果的に結合することによって、床面工

事の不必要な無人搬送システムを構成することが可能となるであろう。

このような観点から、本研究では始めに無人搬送車に対する運転制御上の要求を明らかにし、次いで走行用電動機の駆動回路として3アームトランジスタチョップ方式に関しその回路構成および動作原理を示した。本チョップ回路は使用素子数も少なく、経済性と共に保守性にも優れており、比較的低価格の無人搬送車の電力変換回路としては好ましい特徴を有している。さらに、マイクロコンピュータを使用して無人搬送車の走行制御を実行するプログラムを作成し、また、実規模の台車を使用した走行実験により本方式の特性を考察した。

この結果、本方式の直線走行性能としては良好な結果が得られた。回転走行については、本章で採用した方式では軌跡は理想的走行状態より幾分外側大回りとなった。しかしながら、負荷の有無あるいは偏りといった負荷変化の影響は小さく、今後自立運転方式による実用化の可能性が期待される。スピン動作に関しては両電動機の相互干渉を完全に除去した独立制御は不可能であるが、設定回転数と両輪回転数を比較して電動機を高速でオン・オフ制御することによりほぼ満足し得るスピン走行が実現された。

以上のように、本方式は単純化した電力変換回路を利用して効果的な無人搬送車の運転制御を実現するもので、小規模・低価格の無人搬送車駆動方式として適したものであるといえよう。

第7章 サイリスタ回路のアナログ シミュレーション

7.1 緒 言

前章まで、サイリスタ応用回路を中心にした個別各種電動機の運転制御方式について考察した。これらはいずれも電力変換器はサイリスタを中心として、トランジスタ・ダイオードなどのスイッチ素子を含んでおり、本質的にスイッチ動作による非線形性を有するという特徴⁽⁵⁸⁾がある。このため、サイリスタ回路の解析は一般に困難な場合が多く、通常適切な仮定のもとに回路動作の解析では近似的な取扱い⁽¹¹⁰⁾がなされる。

計算機シミュレーションは一般にこのような回路の動作を、精密な解析あるいは実験に先立って、または、同時並行的に検討するのに有効であり、サイリスタ回路を対象としても静止変換器の解析^{(60),(111)}、電動機制御系の特性解析^{(63),(65)}その他に数多くの報告がなされている。なかでも、アナログ計算機を用いたシミュレーションはデジタル計算機方式に比べて通常直視的で連続的な解が比較的高速で得られることから、サイリスタ応用回路開発の初期段階から現在に至るまで、種々の方式の検討がなされている。⁽⁵⁹⁾⁻⁽⁶⁶⁾しかしながら、これらはいずれも後に述べるように一長一短を有し、とりわけ小規模のアナログ計算機を用いたシミュレーションを可能とするための手法として適切なものは見当たらないようである。

筆者は、小信号用実素子のサイリスタ・ダイオードなどのスイッチ素子のオン・オフ特性に着目し、その枝特性を利用して演算増幅器のゲインを切換えることによりサイリスタ回路のシミュレーションを簡素化する手法を検討した。^{(74)-(81),(112),(113)}本章では、始めにシミュレーションとの関係に留意してサイリスタ回路の特徴を考察し、ついで従来発表されてきたアナログシミュレーションの諸方式を概括してその問題点を検討する。さらに、これら各方式の一例を応用してサイリスタのターンオフタイムを考慮して簡素化されたシミュレーションを実施するための演算制御方式について述べる。ここでは、各サイリスタのターンオフタイムを一定値として一括し、転流余裕時間の過不足を吟味する回路を各サイリスタで共通に使用して演算回路を簡単化する。次に、信号用実素子を演算増幅器と有機的に組み合わせて、オン・オフ判定に必要な一切の論理回路・比較回路およびゲイン切換回路を不必要とするアナログシミュレーション方式について述べ、最後にこれらの各種シミュレータを用いた計算

例を示してその有効性を検討する。

7.2 サイリスタ回路におけるシミュレーションの意義

サイリスタ・ダイオードなどの電力用半導体を用いた電動力応用回路は、一般にこれを回路網として考察すると比較的簡単な回路構成をなすことが多い。例えば、純ブリッジ構成のサイリスタ整流器では電力変換器自体は高々6個のサイリスタ素子を含むのみである。しかしながら、サイリスタ回路はスイッチ素子のオン・オフによって複雑にモードが変化する非線形断続回路であって、このスイッチ動作に加えて以下のような特徴を有している。

- (i) 周期的に動作する回路が大半であるが、特定の周期内に複数の動作モードが存在し、モード変化の時刻が未知である場合が多い。
- (ii) サイリスタの失弧・誤点弧・短絡などの異常現象が回路の動作に与える影響を考察する必要がある。
- (iii) 強制転流回路を有するサイリスタ回路に代表されるように、負荷側と電力変換器側とは時定数の大きく異なる場合が多い。
- (iv) 半導体素子定格の向上に伴って、大電力の制御に使用されてきている。
- (v) 電動力応用は磁気回路を抜きにしては考えられないことから、この磁気的非線形性を考慮することもしばしば必要である。

このため、サイリスタ回路の過渡解析はもとより、定常解析ですらも困難な場合が多く、従来から回路の動作モードを現象的に把握してモード別の解析を実施する手法のほか、⁽¹¹⁴⁾ 状態変数法を用いた複雑な解析などが行なわれている。⁽⁵⁶⁾ 上述の特徴の (iii) は一般に負荷側に比べて電力変換器側の時定数が小さいことから、近似的な電力変換器動作の解析を可能とするものである。代表的な例としては、転流期間中負荷電流を一定と仮定して整流回路を解く手法、チョップ制御時の電動機運転特性を単にチョップの通流率によって考察し瞬時値解析に代って平均値解析を用いることなどが考えられる。しかしながら、例えば整流回路における直流平滑インダクタンスは、必要な範囲で最低限の値とすることが装置の体格および価格の軽減という観点からも好ましいことは明らかである。この場合、特に負荷電流値が大きく転流重なり期間の長い場合などでは、転流期間中負荷電流を一定値とみなすことは困難でありその電流変動を考慮したより正確な解析は複雑とならざるを得ない。チョップ制御時の電動機特性解析についても同様であり、チョップの転流回路の瞬時特性を考慮する必要がある場合には解析上の困難さは避け難い。

また、回路の異常動作時の解析については、異常動作後の電力変換器の動作モードを予測することも容易ではなく、計算機シミュレーションの果たす役割は大きい。さらに、実回路を作成して回路動作を確認することは小電力応用機器においては比較的容易であるが、近年のサイリスタ応用回路の大電力・大容量化を考慮すると、シミュレーションによって事前に回路動作の基本的特性などについて検討することが必要になるものと考えられる。

以上に述べたように、サイリスタ回路はその回路構成が比較的簡単であるにもかかわらず、解析および実験の両面から計算機シミュレーションに期すところが大であるといえよう。

7.3 アナログシミュレーションの諸方式とその問題点

サイリスタ回路のアナログシミュレーションには従来から多くの発表がなされているが、これらは大別して次のように考えられよう。

- (i) モード別解析 スイッチ素子のオン・オフの各動作モードごとに微分方程式を求め、これらを必要に応じて初期値を考慮してアナログ計算機で解析する手法である。この方法は、各モードを事前に把握しておくことが必要であるうえに、複数のモードより成立する一周期の定常解を得ることも困難である。
- (ii) 回路方程式切換法⁽⁵⁹⁾ スイッチ素子のオン・オフに対応して成立する各モードごとの連立微分方程式を包括するような演算回路を構成しておき、特定のモード移行が確認された時点でリレー接点などを用いて回路の接続関係を変更して解析する手法である。この場合も(i)と同様にモード別の解析を必要とするほか、演算回路の作成が系統的には行ない難いうえに、モード切換制御回路の構成、その切換条件の判定回路などが複雑で特定の問題にしか適用できない。
- (iii) 入力周期性を利用する方法⁽⁶¹⁾ 三相全波整流回路の定常特性解析に代表されるように、入力が周期的である場合にその周期性を利用してリレー接点などの付加要素を可能な限り使用数を限定して、演算回路の構成を単純化しようとする手法である。しかしながら、入力電源電圧の非対称性を考慮する場合には不適當であり、問題ごとの解析を必要とし汎用性はないといえる。
- (iv) パリティシミュレータ方式⁽⁶⁶⁾ 回路網の各要素の物理的・電氣的端子特性を直接模擬して、接地端と入力端の二端子回路としてモデル化する手法である。たとえば、インダクタンスはその端子電圧を入力として一旦これを積分すると入力電流に等価な積分器出力電圧が得られる。そこで、この電圧を電圧/電流変換器を用いて電流を入力端か

ら取り込むような回路を作成すると、インダクタンスを二端子回路でモデル化できることになる。この手法は解析すべきサイリスタ回路との対応がつけ易く汎用性にも富み優れた方式といえるが、シミュレータに電圧/電流変換器を必要とし回路の複雑化・大規模化は避けられず小規模でシミュレーションを実行することはできない。

- (V) スイッチ素子の入出力特性を直接模擬する手法⁽⁶²⁾ サイリスタ・ダイオードなどのスイッチ特性を演算増幅器のゲイン変化によって模擬する方式で図 7.1 にその原理を示す。図 (a) のサイリスタ制御整流回路は電圧入力形のサイリスタシミュレータが得られるならば (b) に示す回路で演算することができる。(c) はこのシミュレータの主回路を示すもので、素子のオン・オフを電圧・電流などを組合せた検出回路で検出して、接点 S を開閉し増幅器のゲインを変更することによって、スイッチのオン・オフを模擬できる。ここで、帰還インピーダンス z は $z \gg r$ かつ安定性を考慮して適切な周波数特性を与えることが必要となる。この手法は汎用性を有するが、シミュレータのゲイン制御には接点 S および比較器などの付加回路が各スイッチごとに必要である。

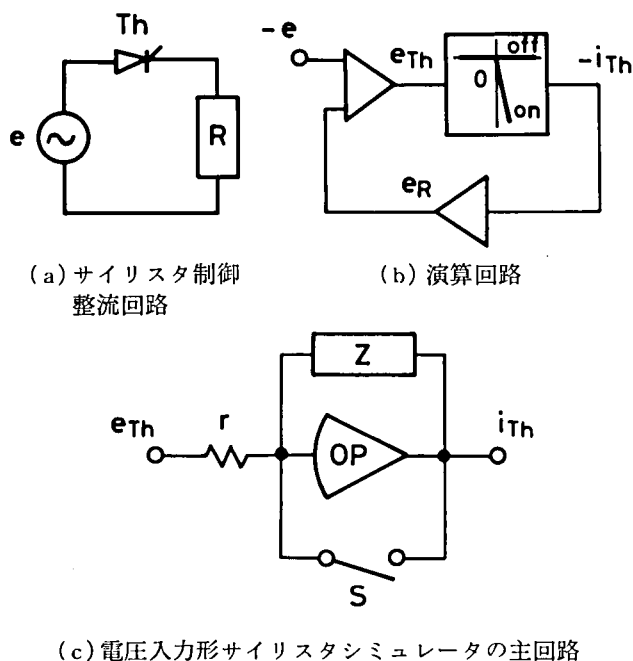


図 7.1 サイリスタ制御半波整流回路とその演算回路

以上のように、従来開発されているサイリスタ回路のアナログシミュレーション手法は、いずれも一長一短を有し小規模の計算機を用いたシミュレーションを可能にするものではない。そこで、次節以降にシミュレーション回路構成の簡単化を重点的に検討する。

7.4 ターンオフタイムを考慮したアナログシミュレーション

7.4.1 シミュレーションの原理

サイリスタのターンオフタイム t_{off} は一般に数十 μs 以下であって、通常の応用分野においては回路の動作周期に比べてその期間は極めて短い場合が多い。しかし、サイリスタ回路の転流回路を設計するに際しては、転流方式の選択と同時に一定期間中サイリスタを逆バイアスして転流余裕時間を保証することが必要不可欠な問題である。サイリスタ回路のアナログシミュレーションでは、主としてその巨視的な周期動作に着目して演算回路が構成される結果、このターンオフタイムの影響は一般に無視される場合が多い。比較的長時間の周期的な現象と短時間の転流期間中のサイリスタの逆バイアス条件を、同一記録器上で同程度の時間で計算すれば、詳細な転流過渡現象の解析が可能となる。このためには図 7.2 (a) に示すように演算回路のすべての積分器の入力ゲインを通常の過渡現象期間中（高速モード、 $\bar{l}=1$ ）とサイリスタのターンオフ直後のターンオフタイムに匹敵する短時間の過渡期間中（低速モード、 $\bar{l}=1$ ）とで切換える手法が考えられる。ここで、スイッチ素子のモデルは前節で述べたものと同じ図 7.2 (b) に示される回路を使用し、素子がオン ($x=1$) かオフ ($\bar{x}=1$) で模擬回路のゲインを変更するものとする。

ターンオフ直後の現象中の逆バイアス印加状況の様子は、(c) 図に示されるように低速モードへ移行すると同時に積分器でランプ状の時間信号電圧を発生し、これをターンオフタイムに相当する一定電圧と比較してターンオフタイムを検出した時点で、スイッチ素子の電圧極性を確認することによって容易に転流動作の異常を検出できる。シミュレーション回路の制御論理式は次式で与えられる。

$$x = eg + ix \quad (7.1)$$

$$f_{n+1} = x_n + \bar{\beta} f_n \quad (7.2)$$

$$l = \bar{x} f \quad (7.3)$$

$$\alpha = e \bar{E} l \quad (7.4)$$

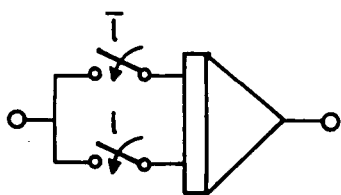
$$\beta = \bar{e} E \quad (7.5)$$

ただし、各変数はそれぞれ

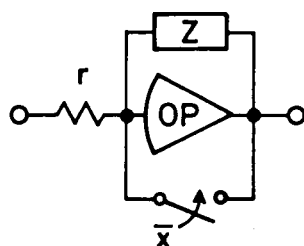
x : サイリスタがオンであること

e : サイリスタが順バイアスされていること

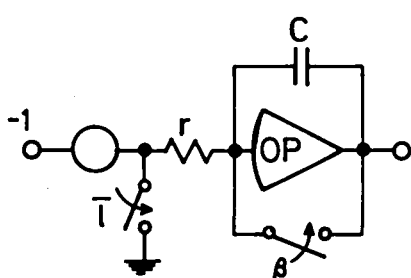
g : ゲート信号が与えられたこと



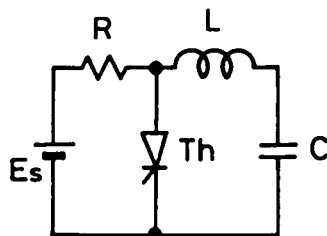
(a) 積分器ゲイン切替回路



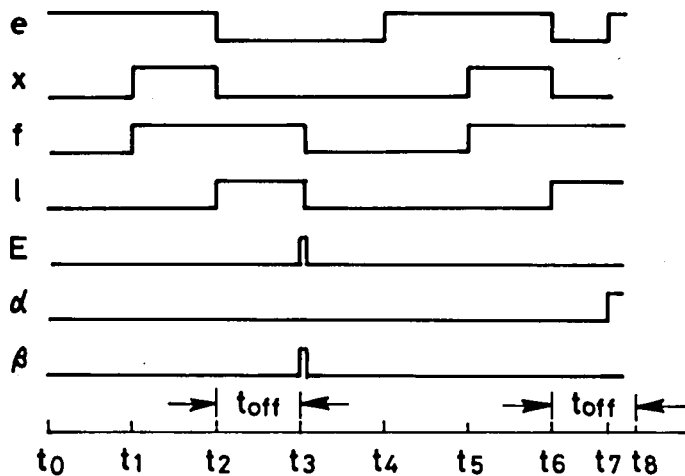
(b) スイッチ素子モデル



(c) 基準時間信号発生回路



(e) LC共振方式転流回路



(d) シミュレーションのタイムチャート

図 7.2 ターンオフタイムを考慮したサイリスタ回路のシミュレーション

i : 順方向電流が存在していること

f : フラッグ (RSフリップフロップ)

l : 低速モードであること

α : 異常動作時であること

β : 正常動作時であること

E : サイリスタのターンオフ直後から $t > t_{off}$ となったこと

を示す論理変数である。なお、(7.2)式のフリップフロップの表示は文献(115)によった。

上式にもとづいたタイムチャートの一例を(d)図に示す。始めに時刻 $t=t_0$ でフラッグ f をリセットする。これより(7.3)式から $l=0$ となり高速モードで計算を開始する。サイリスタが順バイアスされている時点で時刻 t_1 でゲート信号が印加されると、順方向電流 i が生じ(7.1)式の自己保持特性によって $x=1$ が継続する。このとき、(b)図の接点は開放状態であり増幅器は高ゲインを示しサイリスタのオン状態に対応している。同時に、 x が0から1へ変化する時点で(7.2)式に示すようにフラッグをセットしておく。

次に、 t_2 でサイリスタが逆バイアスされ $i=0$ を検出すると(7.1)式より $x=0$ となる。これによって整流器模擬回路の接点が閉じてサイリスタのオフ状態に対応している。同時に(7.3)式から $l=1$ が得られ低速モード移行し、積分器のゲインを変更してサイリスタのターンオフ直後の現象を低速で計算する。低速モードでは(c)図の接点が開いて基準時間信号を発生する。

サイリスタのターンオフ直後から素子のターンオフタイム t_{off} 経過後の時刻 t_3 において、素子が逆バイアスにあると判断される場合は、(7.5)式から $\beta=1$ が得られる。このことは十分な逆バイアス時間の存在による正常動作が実現されたことを示すから、(7.2)式よりフラッグをリセットし、ついで(7.3)式より $l=0$ が得られて以後の過渡現象は高速モードで計算される。(c)図の積分器は一旦 $\beta=1$ によってリセットされる。その結果、基準時間信号が消滅したことによって $E=0$ となるから、(7.5)式から自動的に β はリセットされ積分器の接点は再び開放される。この時点ではすでに高速モードへ移行しているので積分器入力は接地されており基準時間信号を生じることはない。

以後同様のオン・オフを繰返し、時刻 t_6 においてサイリスタがターンオフした後、逆バイアス時間が不足して t_7 で素子が順バイアスされたと仮定する。この場合は、(7.4)式から $\alpha=1$ が得られて誤点弧信号が作成される。本シミュレーションでは簡単のために $\alpha=1$ を検出するとランプを点灯し計算を終了させることにしている。

以上の原理にもとづいたシミュレーション制御回路を構成し、簡単な例によってその有効性を確認した。図7.2(e)の単一サイリスタ回路でコンデンサ C は電源電圧 E_s に初期充電されているものとする。このとき、サイリスタを点弧するとLC共振によって振動電流が流れ一定時間後にサイリスタはターンオフする。以後、再びサイリスタは抵抗 R を通して順バイアスされる。いま、 $t_{off}=30\mu s$ 、 $L=1mH$ 、 $C=0.025\mu F$ として誤点弧のないように R を定めるものとする、モード別の解析では $Q=\omega L/R<0.1175$ が必要である。他方、シミュレーションでは Q の限界は約0.118であった。以上のことから、上述の手法によって比較的容易

にターンオフタイムを考慮してシミュレーションを実行できることが示される。

7.4.2 複数サイリスタ回路のシミュレーション

一般のサイリスタ回路では通常複数個のサイリスタが順次オン・オフを繰り返す場合が多い。ターンオフタイムは各サイリスタ素子に固有の値をとるものであるが、転流回路の設定では通常ターンオフタイムの数倍の時間の間素子の逆バイアス電圧を保証するように設計されることが一般的である。そこで、特殊な場合を除いて、これらのターンオフタイムを一括してある一定値で代表させることは回路設計の簡単化という観点からも好ましいといえる。さらに、回路中のサイリスタは順次ターンオフするものと仮定すると、転流余裕時間を吟味する回路を各サイリスタで共通に使用する簡易方式が考えられよう。

図 7.3 はこの方式によるシミュレーション制御回路の概略を示すブロック図である。ここ

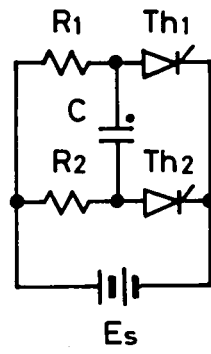
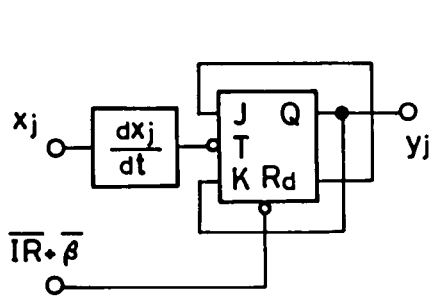
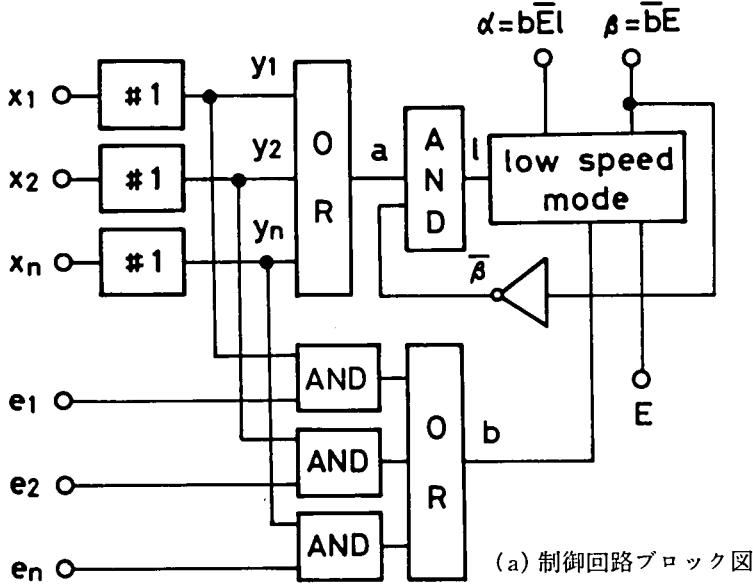


図 7.3 複数サイリスタ回路のターンオフタイムを考慮したシミュレーション

で、 $e, x, l, E, \alpha, \beta$ は 7.4.1 で述べたものと同様の意味で使用している。(a) 図の #1 に示すブロックは (b) 図に示すように第 j 番目のサイリスタのオン状態信号 x_j の $1 \rightarrow 0$ を検出し、フリップフロップ y_j をセットする機能を有する。

いま、初期状態においては \overline{IR} によってすべての y_j をリセットする。これより $a = 0$ であるからシミュレーション制御回路は $l = 0$ の高速モードとなる。計算の進行につれてサイリスタ j がターンオフすると $x_j = 1$ をセットするがフリップフロップ y_j の値は変わらない。サイリスタが逆バイアスされ $x_j = 0$ を検出すると、上述のように y_j がセットされ $a = 1$ となる。このとき、基準時間信号は未だ発生していないので $E = 0$ であり、これより $l = a\overline{\beta} = 1 \cdot \overline{0} = 1$ を得て低速モードに移行する。この間、セットされた y_j を用いて $e_1 \sim e_n$ のうち j 番めの電圧信号 e_j が b の値として選択され、この b を時間信号 E と比較することによってサイリスタ j の逆バイアス状態を看視する。この結果、 $\beta = \overline{b}E = 1$ となると正常な転流動作が行われたことになるので、#1 のブロックで y_j をリセットする。これより $l = 0$ が得られて高速モードに移行し次の点弧動作に備える。逆に、逆バイアス時間が不足して $\alpha = b\overline{E}l = 1$ となれば異常信号を発生して計算を中止する。

以上のように、本方式は順次オン・オフ動作する一般のサイリスタ回路を、簡単な制御回路を用いてターンオフタイムを考慮して計算するものである。一例として (c) 図に示すサイリスタフリップフロップでゲート周期が回路時定数に比べて十分に大きい場合を考えよう。このとき、回路の転流余裕時間はサイリスタ $Th_{1,2}$ についてそれぞれ $0.693 R_1 C$, $0.693 R_2 C$ (sec) で与えられる。 $R_2 = R_1$, Th_1 および Th_2 の t_{off} を共に $50 \mu s$ とすると正常動作限界を与える $R_1 C$ の値は $72 \mu s$ となる。他方、本シミュレーションによるとその値は約 $90 \mu s$ であった。解析と実験結果は必ずしも良く一致しているとはいえないが、これは装置の都合上連続した記録を高速の電磁オシログラフ上に得るために計算速度を高めて実験したため、制御回路中で使用したリレー回路の応答遅れなどによる誤差が影響しているものと思われる。

7.5 実素子を用いたサイリスタ回路のアナログシミュレータ

従来からヒステリシスあるいは各種リミッタなどの非線形特性をアナログ計算機で模擬する場合には、小信号用ダイオードに代表される非線形素子を演算増幅器と共に使用する回路が用いられている。本節では、この考え方をサイリスタ回路のシミュレーションに応用して、小信号用実サイリスタ素子などを用いたサイリスタおよびダイオードのアナログシミュレータを構成する手法について述べる。

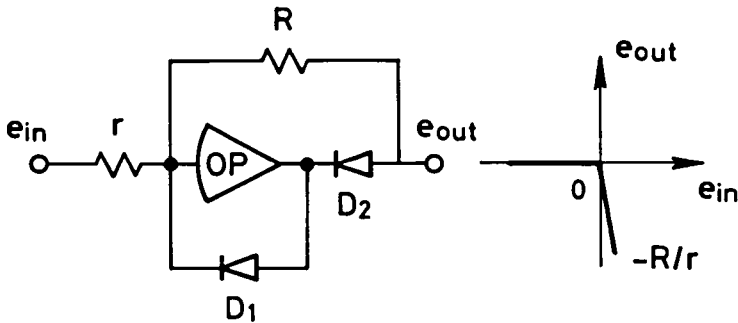
7.5.1 ダイオードシミュレータの構成法

増幅器のゲインとして周波数補償を実施することを前提に高いゲインが許されるものとする、簡単な構成によって電力制御回路中のダイオードの入出力特性を模擬するアナログシミュレータを実現できる。

いま、図 7.4 (a) に示す回路で入力抵抗 r と帰還抵抗 R に $r \ll R$ の関係が成立しているものとする、その入出力特性は (b) 図のようになることがわかる。これより模擬すべき実回路中のダイオードを D 、その順方向電圧および順方向電流をそれぞれ e_D 、 i_D とするとき、 e_D 、 i_D と演算回路の入出力電圧 e_{in} 、 e_{out} の関係を

$$\begin{aligned} e_{in} &\sim e_D \\ e_{out} &\sim -i_D \end{aligned}$$

のように対応させることができる。明らかに実回路に含まれるダイオード D は、シミュレータに含まれる小信号用ダイオード D_2 とそのオン・オフが一对一に対応していることがわかる。これらの対応関係を考慮すると (a) 図の回路は先の図 7.1 (c) 同様の機能を実現する電圧入力形ダイオードシミュレータと考えることができる。



(a) ダイオードシミュレータ

(b) 入出力特性

図 7.4 実素子を用いたダイオードシミュレータ

さらに、図 7.4 (a) の回路で、 D_1 および D_2 を共にアノードとカソードを入れ替えた極性で使用すると上述の対応関係に類似して

$$\begin{aligned} e_{in} &\sim -e_D \\ e_{out} &\sim i_D \end{aligned}$$

の対応が考えられる。したがって、演算回路でシミュレータの入力が e_D か $-e_D$ のいずれとなるかによって、 D_1 および D_2 の極性を反転すれば良いことになる。

電流入力形のダイオードシミュレータは図 7.4 (a)の回路をそのまま利用して

$$e_{in} \sim -i_D$$

$$e_{out} \sim e_D$$

のように対応させることによって実現される。この場合は実回路に含まれるDとシミュレータに含まれる D_1 のオン・オフが一対一に対応する。

本方式のシミュレータは信号用ダイオード D_1 , D_2 の非線形特性を利用して実回路のダイオードDのスイッチング特性を実現するもので、リレー方式で接点を開閉する方式のシミュレータのようにオン・オフ判断用の付加的な比較器および論理素子などを一切必換としない特徴を有する。したがって、シミュレーションのための回路構成が簡単となり、小規模の計算機システムにおいてもダイオードを含む回路のシミュレーションが可能となる。なお、帰還抵抗 R については7.3節の方式(V)と同様に周波数補償を考慮した複合インピーダンスを用いる必要があることは明らかである。

7.5.2 サイリスタシミュレータの構成法

(1) 電流入力形サイリスタシミュレータ

図 7.4 (a)に示した回路において、 D_1 , D_2 をそれぞれ小信号用サイリスタ th およびツェナーダイオード z_d で置換すると図 7.5 に示す電流入力形のサイリスタシミュレータが得られる。模擬すべき実回路に含まれるサイリスタ Th の電圧・電流の計算機変数をそれぞれ e_{Th} , i_{Th} とおくと、この回路の動作は次のようになる。

始めに Th は順方向にバイアスされオフ状態にあるものとする。これに対し、シミュレータ中のサイリスタ th もオフ状態と仮定する。このとき、 Th オフ時の漏れ電流に対応して $i_{Th} =$

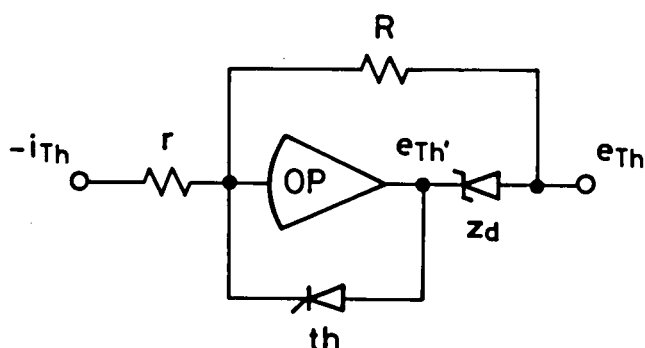


図 7.5 電流入力形サイリスタシミュレータ

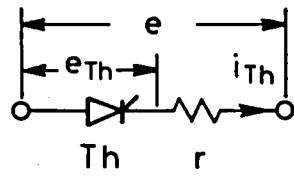
ε ($\varepsilon > 0$, かつ十分小) となる。 $r \ll R$ の関係をシミュレータに仮定すると、シミュレータは高ゲインを示して Th のオフ状態を模擬して e_{Th} , e'_{Th} は共に正となる。ここで Th の点弧に対応して th を点弧すると演算増幅器 OP の出力電圧は th の順方向電圧降下に等しく $e'_{Th} \equiv 0$ となる。この結果、 z_d は阻止状態となって e_{Th} は増幅器の仮想接地電位に等しくなり $e_{Th} = 0$ が得られる。このことはシミュレータが Th のオン状態を模擬していることを示す。計算の進行につれ $i_{Th} < 0$ となると増幅器出力の符号は負となり th はターンオフする。これは Th のターンオフに相当する。以上の動作を繰り返すことによって実回路とシミュレータのサイリスタ、Th および th はそのオン・オフが一對一に対応する。

本方式は Th の非線形性を th 自身の同じ非線形特性を用いて計算機上で再現するものであり、ダイオードシミュレータと同様に、リレー、比較器および制御用論理回路などは一切不要となる。反面、実サイリスタ素子 th を利用することから以下の事項に注意してシミュレータを構成する必要がある。

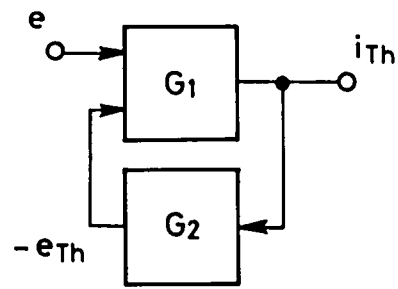
- (i) 入力抵抗 r th の導通時にはその順方向電流 i_{th} は入力抵抗 r を通して前段の増幅器へ流れる。したがって、th の保持電流を i_0 とすると $i_0 r = i_{Th}$ が成立する時点で th はターンオフする。理想状態では $i_{Th} = 0$ で th がターンオフすることが望ましいので、 r の上限値は i_0 および i_{Th} の許容誤差を考慮して決定する必要がある。また、 r が小さいとシミュレータ前段の増幅器が過負荷となるので、この条件から r の下限値も制限される。
- (ii) ゲート信号 本方式ではシミュレータは th オフ時に高ゲインを示すので原理的に低速での計算を必要とする。低速演算では th の点弧時にその電流が増加して一定レベルに達するまでの所要時間が長くなることから、th のゲート信号印加時間は計算速度を考慮して決定する必要があるが生じる。

(2) 電圧入力形サイリスタシミュレータ

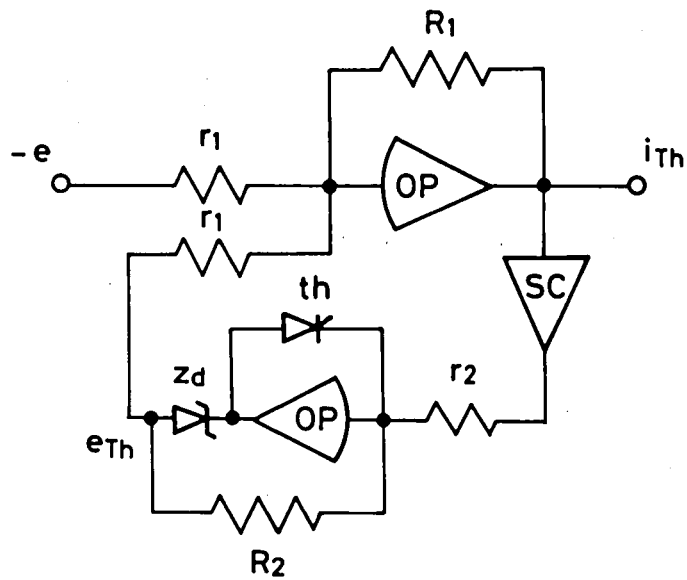
実回路に含まれるサイリスタ Th と直列に微小抵抗 r を挿入した回路を図 7.6(a) に示す。これをブロック線図で表現すると (b) 図が得られる。ここで、 G_1 および G_2 はそれぞれ微小抵抗および Th のモデルであって、特に G_2 は電流入力形のサイリスタシミュレータである。このように、微小抵抗を直列に付加したサイリスタを考えることによって電流入力形シミュレータを含んだ形の等価的な電圧入力形シミュレータを構成できる。(c) 図はその具体的な回路構成を示すもので、図よりシミュレータ中のサイリスタ th のオン・オフに対応して次の入出力関係が成立する。ただし、 R_1, R_2 は共に周波数補償を考慮したインピーダンスであって、低周波においては $R_1 \gg r_1, R_2 \gg r_2$ とする。



(a) 微小抵抗 r を付加した $Th-r$ 回路



(b) $Th-r$ 回路のブロック線図



(c) 電圧入力形サイリスタシミュレータ

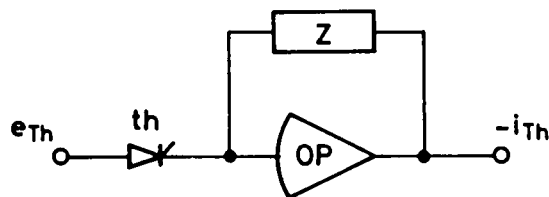
図 7.6 電圧入力形サイリスタシミュレータの原理

$$\text{th オン時} \quad i_{Th} = \frac{R_1}{r_1} e, \quad e_{Th} = 0 \quad (7.6)$$

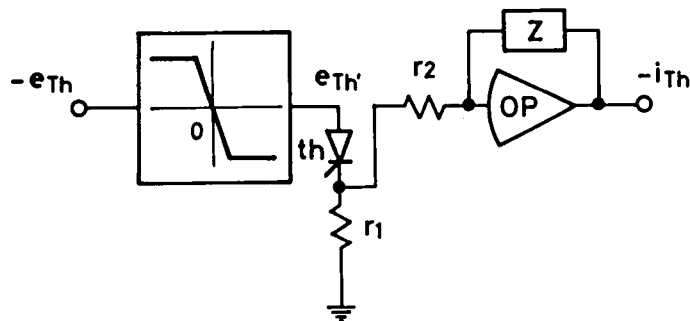
$$\begin{aligned} \text{th オフ時} \quad i_{Th} &= \frac{R_1}{r_1} (e - e_{Th}) \\ &= \frac{\frac{R_1}{r_1}}{1 + \frac{R_1 R_2}{r_1 r_2}} e \cong \frac{r_2}{R_2} e \end{aligned} \quad (7.7)$$

したがって、 th のオン・オフに対応して(c)図のシミュレータは高・低ゲイン特性を示し、入力 $-e$ を近似的に e_{Th} とみなすことによりこれを電圧入力形のシミュレータと考えることができる。本シミュレータは基本的には電圧入力形が電流入力形と逆関数の関係にあることを利用するものである。しかし、電流入力形のシミュレータを閉ループ内に含むことからサイリスタオフ時には漏れ電流が(7.7)式に示すよう発生することになる。この欠点は本質的に避けられないものであるが、シミュレータ中の帰還インピーダンスの構成および演算電圧・演算速度の考慮によってある程度誤差を軽減することができる。⁽⁸⁰⁾

次に、実素子を演算増幅器の入力側に使用する方式について考察する。いま、図7.7(a)に示す回路を考えると、シミュレータ中のサイリスタ th のオフ状態では明らかに出力は $i_{Th} = 0$ となりこのオフ特性は良好である。 th オン時にはその実素子電流を電圧変換して計算機変数 i_{Th} として実回路のサイリスタ Th の電流を得ることができる。これより同図に示した回路は電圧入力形のシミュレータと考えられる。しかし、 th オン時にはシミュレータが前段の増幅器に対して過負荷となり、さらに th の順方向電圧降下が計算機変数 e_{Th} のオフセットとして残ることから、実際にこの回路を電圧入力形のシミュレータとして用いることはできない。図7.7(b)は(a)の方式を改良したもので、線形動作範囲を有するリミッタ回路を(a)方式の前段に付加して th オン時のオフセット電圧 e'_{Th} を軽減するものである。このオフセット



(a) 入力抵抗を th で置換した増幅回路



(b) リミッタ付き電圧入力形サイリスタシミュレータ

図 7.7 入力側にサイリスタを用いた電圧入力形シミュレータの原理

電圧はリミッタの線形ゲインで除した値となって入力側の e_{Th} に生じるので、見かけ上のオフセット電圧が減少する。なお、 r_1 で示した抵抗は t_h オン時の負荷電流を制限しリミッタ部が過負荷となることを避ける目的で使用されている。同時 r_1 は t_h の順方向電流の通路としての役割も有している。これは、 r_1 を省略すると t_h の電流は r_2 およびインピーダンス z を通して流れることになり、 $r_2 \ll z$ の条件を考慮すると t_h がオン状態を継続できなくなることを防いでいる。

7.5.3 シミュレータの安定性について

以上に述べたシミュレータはいずれも実素子のオン・オフによって増幅器を高ゲインまたは低ゲインと切替える方式を利用するもので、演算回路の安定性を考慮して帰還インピーダンスを決定する必要がある。同様のゲイン切替方式によるシミュレーションでは、図 7.8 に示すシミュレータ S_1 を含む安定性に最も影響を与える閉ループにおいて、 S_1 の負荷 S_2 がシミュレータ、加算器あるいは積分器のいずれであるかによって、次のように S_1 の帰還インピーダンスを分類している。⁽⁶²⁾

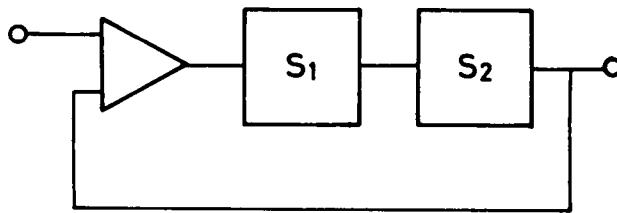


図 7.8 シミュレータ S_1 を含む閉ループ演算回路

- (i) R 形 S_2 がシミュレータである場合は高ゲイン回路の相互作用を考慮して、低周波におけるゲインを低めに設定した一次遅れ要素を基本にして高周波特性補償を実施し、これを R 形という。
- (ii) A 型 S_2 が加算器である場合は低周波ゲインを増加することが可能であるから S_1 には積分形の伝達特性を有する A 形特性を使用する。
- (iii) I 形 S_2 が積分器である場合は、一次遅れ形を基本とする低周波におけるゲインをより高めて定常特性を改善したものを S_1 に使用する。これを I 形という。

実素子を用いた本方式の場合も同様の考察によって各種の標準的な伝達特性を決定することができる。すなわち図 7.4 (a) のダイオードシミュレータおよび図 7.5 に示した電流入力形サイリスタシミュレータについては、その帰還インピーダンスは文献 (62) 同様の上述した

手法で決定すれば良い。図 7.6 (c) の電圧入力形サイリスタシミュレータについては、この回路が外部回路の安定性に与える影響は (7.6) 式の R_1/r_1 で決定される。したがって、始めにこの R_1 の部分についてその伝達特性を上記 R 形、A 形、I 形のいずれとすれば良いかを演算回路の構成をもとに決定する。次にマイナーループ内の電流入力形シミュレータ部の R_2/r_2 の伝達特性を R_1/r_1 を考慮して決定する。⁽⁷⁹⁾ また、図 7.7 (b) の電圧入力形シミュレータについては実素子を増幅器の入力側に使用しているために、帰還インピーダンス部分の周波数特性補償用コンデンサが t_h のターンオフ時に速やかに放電しない場合がある。このため、A 形および I 形のように低周波ゲインを大きくなることは好ましくなく、R 形と同様に低周波ゲインを低く決定しておく必要がある。⁽⁸¹⁾

7.5.4 計算例

(1) 電流入力形サイリスタシミュレータを用いた計算例

本方式のシミュレータの有効性を交流半波位相制御整流回路の R 負荷および $R-L$ 負荷時について検討した結果を図 7.9 および図 7.10 に示す。電源周波数 f は 50Hz とし、 $R-L$ 負荷時の時定数 L/R は 2ms、点弧角 α はいずれも $\pi/2$ rad とした。図 7.9 に示されるように、シミュレータ中の増幅器出力 e'_{Th} に生じる電圧オフセットはツェナーダイオードの効果によって e_{Th} に生じることなく良好な計算がなされている。 $R-L$ 負荷時の消弧角 β は数値解析結果では 3.67 rad である。他方、シミュレーションによると 3.63 rad であり両者は良く一致しているといえよう。

図 7.11 に示す回路は lc 共振を利用してサイリスタ Th を消弧する方式の基本チョッパ回路である。図において

$$\alpha = L/l, \quad \beta = \omega L/R, \quad \omega = 1/\sqrt{lC}, \quad I_p = \omega CE_s$$

とし、時間換算係数を ω に比例させると無次元化した演算回路が得られる。図 7.12, 7.13 はこの計算結果を示す。これらの結果では、負荷電流 i_L の立上りの様子と共にその一周期内における脈動および転流回路の動作が良く示されている。なお、図 7.13 の計算例では環流ダイオードは始動時から非導通であることがわかる。

環流ダイオードの導通するモードを仮定すると、負荷電流 i_L を一定値 I_L とおいて基本チョッパ回路の動作モードと各部の波形は図 7.14 に示すようになる。

図に示されているように、サイリスタのターンオンからダイオードのターンオフまでをモード 1、以下、サイリスタのターンオフまで、ダイオードのターンオンまで、サイリスタの

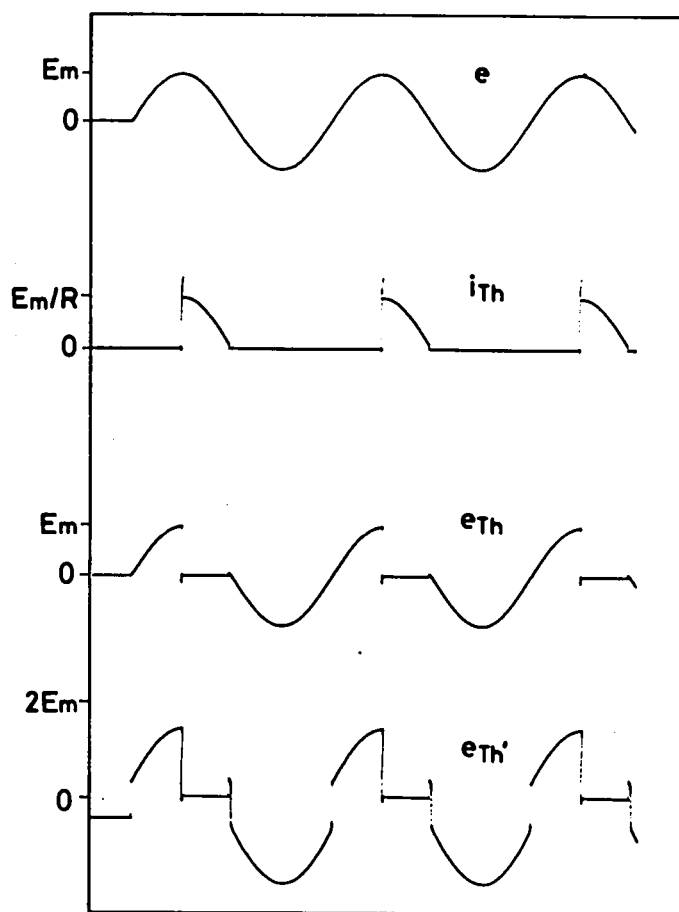


図 7.9 電流入力形サイリスタシミュレータを用いた場合の
整流回路の計算例 (R 負荷)

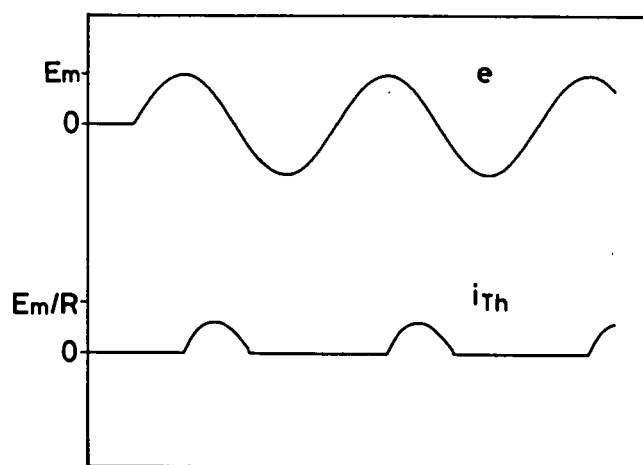


図 7.10 電流入力形サイリスタシミュレータを用いた場合の
整流回路の計算例 ($R-L$ 負荷)

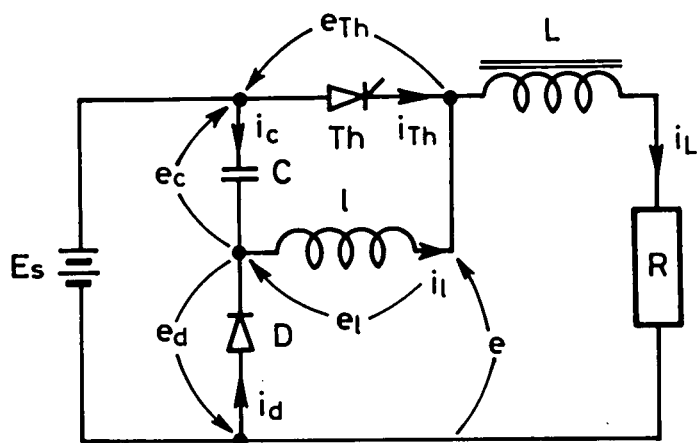


図 7.11 基本チョップ回路

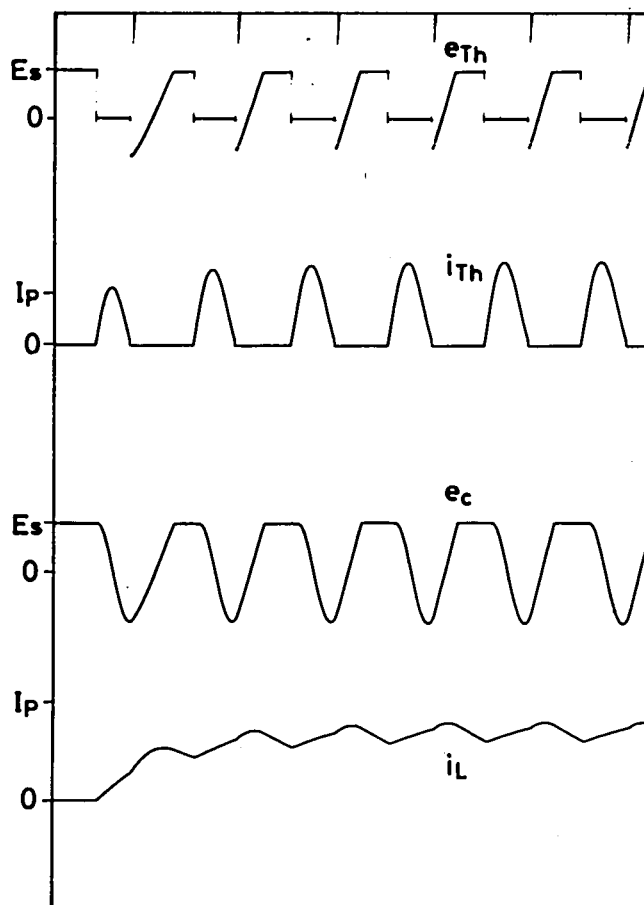


図 7.12 基本チョップ回路の計算例
 $(\alpha = 10, \beta = 5, \tau = 0.3\omega t)$

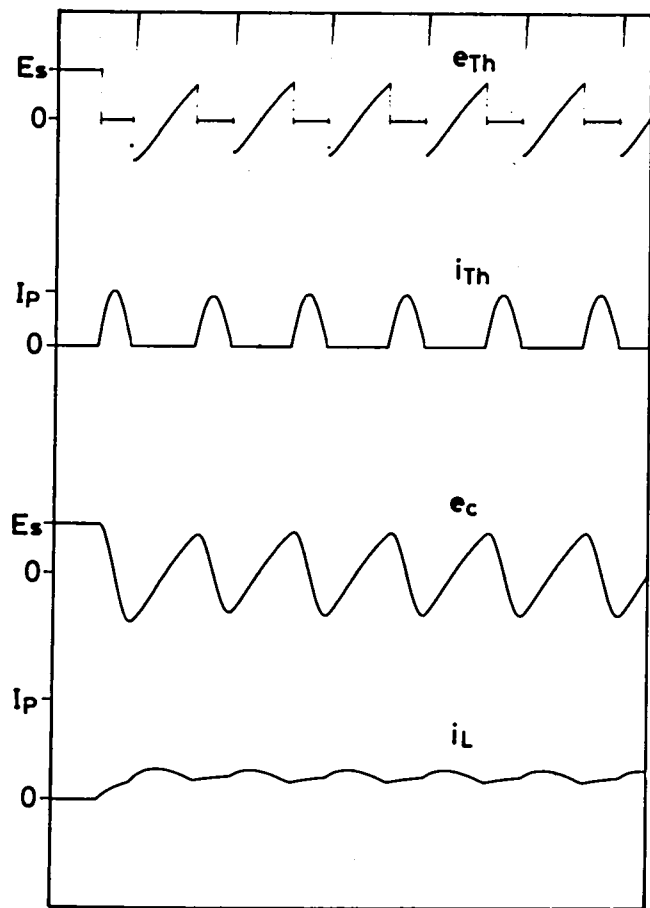


図 7.13 基本チョッパ回路の計算例
($\alpha=10$, $\beta=2.5$, $\tau=0.2\omega t$)

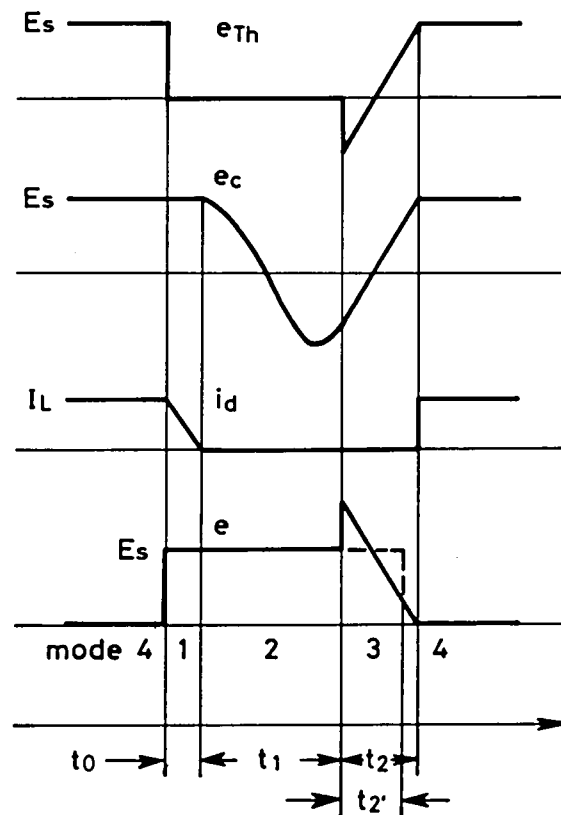


図 7.14 基本チョッパ回路の動作モード

次のターンオンまでをそれぞれモード2, 3, 4とする。1, 2, 3の各モードの継続する時間をそれぞれ t_0, t_1, t_2 とおくと次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} t_0 &= 1/\omega X \\ t_1 &= (\pi + \sin^{-1} 1/X)/\omega \\ t_2 &= X(1 + \sqrt{1 - 1/X^2})/\omega \end{aligned} \right\} \quad (7.8)$$

ただし, $X = I_p/I_L$ である。モード3の出力電圧 e はランプ状となるが, これを直流的に等価な振幅 E_s で近似してモード3の等価時間 t'_2 で表わすと t'_2 は次式で与えられる。

$$t'_2 = X(1 + \sqrt{1 - 1/X^2})^2/2\omega \quad (7.9)$$

よって, チョップパの直流的な等価オン時間は

$$\begin{aligned} t_{on\text{eff}} &= t_0 + t_1 + t'_2 \\ &= \frac{1}{\omega} \left(\pi + \sin^{-1} \frac{1}{X} + X + \frac{1}{2X} + X \sqrt{1 - \frac{1}{X^2}} \right) \end{aligned} \quad (7.10)$$

となる。他方, チョップパの一周期を T とすると負荷側の直流的な電圧平衡式から

$$\frac{t_{on\text{eff}}}{T} E_s = R I_L \quad (7.11)$$

が成立する。(7.10), (7.11)式から次式を得る。

$$\frac{\alpha \omega T}{\beta X} = \pi + \sin^{-1} \frac{1}{X} + X + \frac{1}{2X} + X \sqrt{1 - \frac{1}{X^2}} \quad (7.12)$$

図7.12の環流モードを有する場合の計算例に対して(7.12)式を適用すると近似解析では $I_L \cong 0.68 I_p$ が得られるが, ほぼ同様のシミュレーション結果が確認された。

次に, 基本チョップ回路を用いて直流直巻電動機を駆動した場合の起動現象を解析する。

ここで, 各定数の値は以下のように設定した。

電源電圧	$E_s : 100 \text{ V}$
転流コンデンサ	$C : 200 \mu\text{F}$
転流インダクタンス	$\ell : 5 \text{ mH}$
直巻界磁を含む平滑インダクタンス	$L : 0.5 \text{ H}$
電機子側直流抵抗	$R : 1 \Omega$

慣性モーメント

$J : 0.003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$

負荷トルク

$T_L : 1.5 \text{ Nm}$

誘導起電力係数

$K_V : 0.1 \text{ V/rad/sec}$

トルク係数

$K_T : 0.1 \text{ Nm/A}$

電動機定格

450W, 100V, 5A, 1800rpm

チョップ周波数 f を 100 Hz および 50 Hz とした場合の計算結果を図 7.15 に示す。図より定常時の負荷電流平均値および回転角速度は $f = 100 \text{ Hz}$, 50 Hz に対してそれぞれ 3.75 A, 245 rad/sec および 3.88 A, 169 rad/sec である。これに対し (7.12) 式を用いた近似解析では 3.87 A, 248 rad/sec および 3.87 A, 166 rad/sec となる。

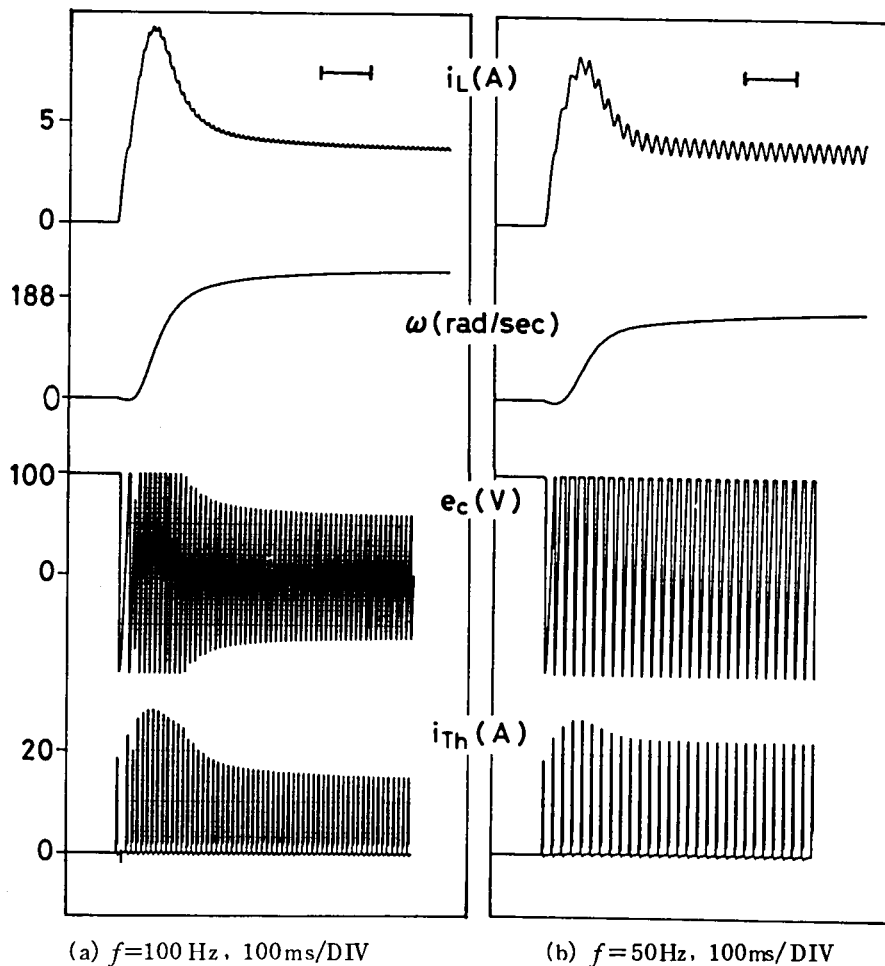


図 7.15 電動機起動時の過渡現象

(2) 逆関数形の電圧入力形シミュレータを用いた計算例

図 7.16 は図 7.3 (c) のサイリスタフリップフロップを $R_1 = R_2 = R$, $f = 20RC$ の条件下で計算したものである。本例ではサイリスタ 2 個とコンデンサで閉ループが構成されていることから、サイリスタのうち少なくとも片方は電圧入力形のシミュレータとする必要がある。サイリスタの電流のピーク値はほぼ $3E_s/R$ であり、良好な計算結果が得られているといえよう。

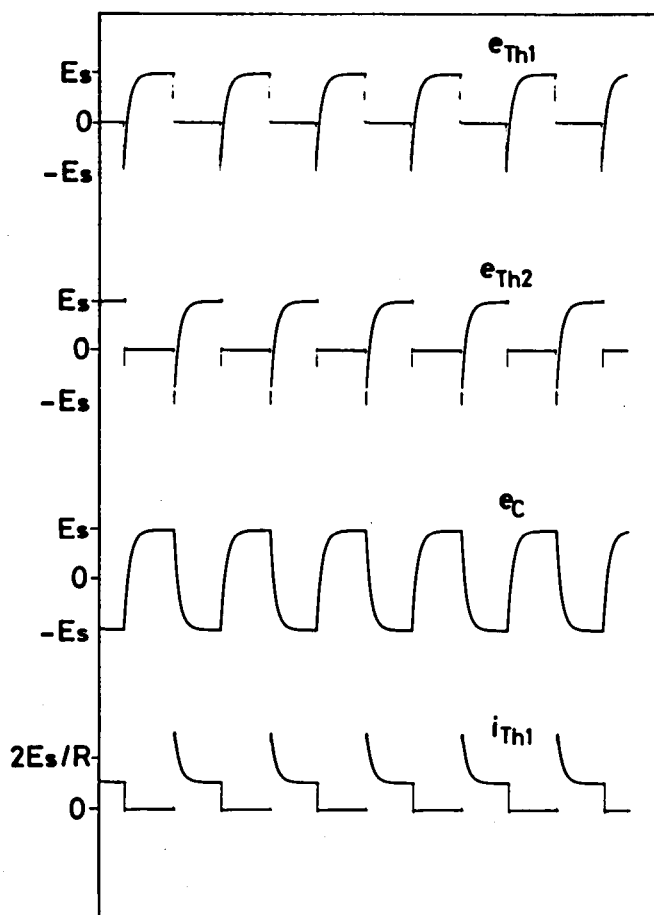


図 7.16 サイリスタフリップフロップの計算例

(3) リミッタ付き電圧入力形シミュレータを用いた計算例

図 7.7 (b) に示したリミッタを付加したシミュレータを用いて交流半波位相制御回路を計算した結果を図 7.17 に示す。サイリスタオン時の電圧降下に着目すると、 e'_{Th} の波形にみられるオフセット電圧が e_{Th} ではほとんど発生していないことがわかる。この例では、リミッタ部の線形ゲインは 20 とした。

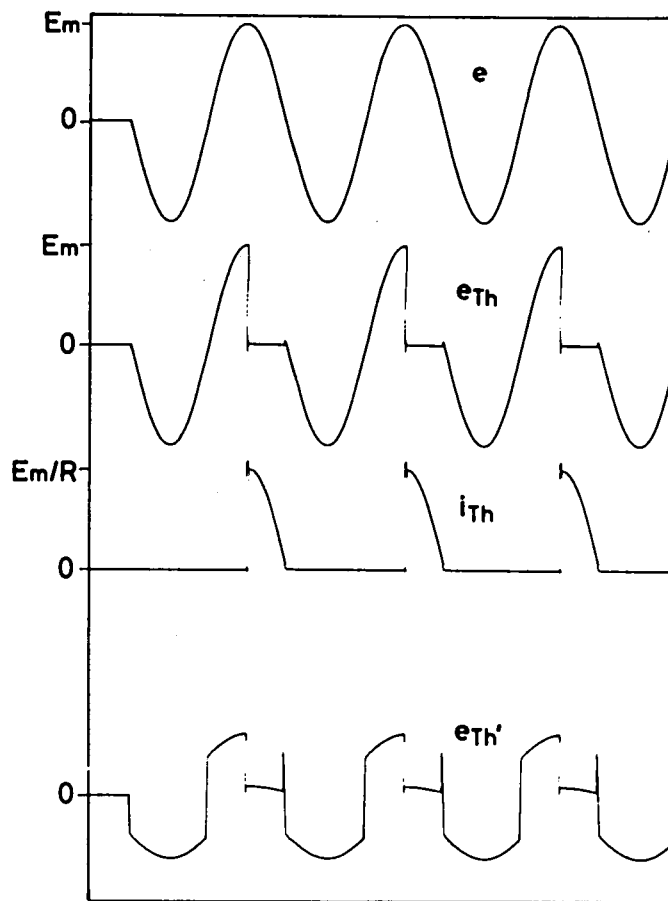


図 7.17 リミッタ付き電圧入力形サイリスタシミュレータを用いた場合の計算例

カソードパルス形サイリスタチョッパ回路の計算例を図 7.18 に示す。ここで、各パラメータの値は以下のように設定した。

電源電圧	: 100V
転流コンデンサ	: $25\mu\text{F}$
転流インダクタンス	: 5mH
平滑インダクタンス	: 200mH
負荷抵抗	: 10Ω
ゲート周波数	: 100Hz
チョッパ通流率	: 0.5

本チョッパ回路は強制転流回路部にサイリスタとコンデンサより成る閉ループを有してお

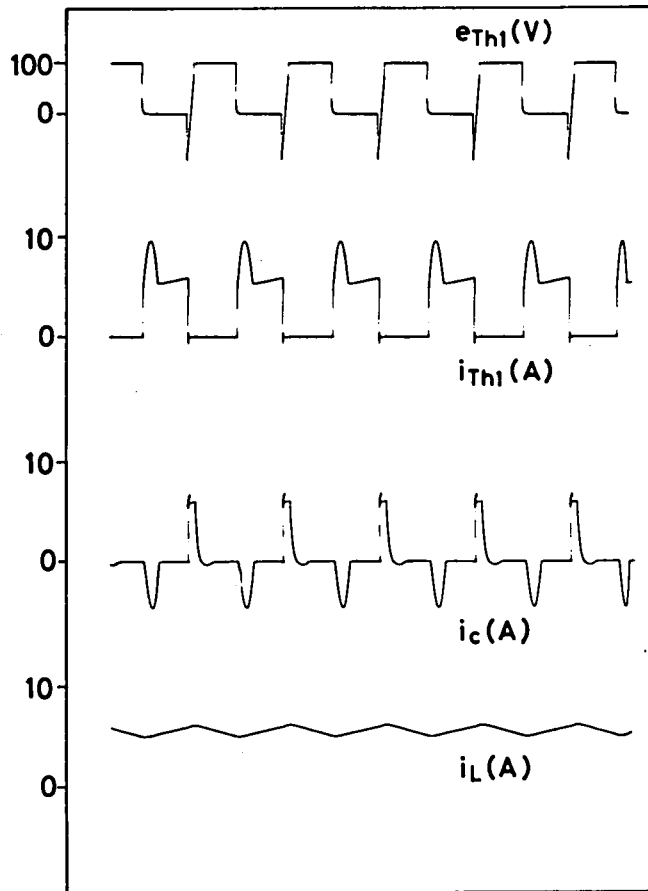


図 7.18 カソードパルス形サイリスタチョップ回路の計算例

り，電圧入力形のサイリスタシミュレータを用いて計算する必要が生じる。シミュレーション結果は転流コンデンサの電流波形 i_c を除くとおおむね良好といえる。 i_c については転流補助サイリスタのターンオフ時に電流が急激には減少せず，滑らかにかつ幾分振動的に減少している。これはシミュレータ中の帰還インピーダンスの周波数特性の影響により，周波数特性補償用コンデンサの放電が速やかに終了していないことを意味している。

7.6 結 言

サイリスタを含む電力変換回路は，主回路構成に限って考えると比較的簡単な回路であるが，本質的に非線形であり計算機利用シミュレーションの果たす役割は大きいといえる。そこで本章ではサイリスタ回路の汎用アナログシミュレーション手法に関し，特にその単純化を考察した。

始めに、サイリスタ回路のターンオフタイムを考慮して高速モードと低速モードとで積分器の入力側抵抗を切換え、ターンオフ直後の過渡現象を低速で計算する手法を検討した。ここで、個々のサイリスタについてのターンオフタイムを扱わず、これらを一括して単一回路を用いて回路動作の正常・異常を検出することにより、シミュレーション回路構成を簡単化することを試みた。

次に、信号用実サイリスタ・ダイオード素子を演算増幅器と併用し、簡単化されたサイリスタおよびダイオードのアナログシミュレータを構成する手法を検討した。これによって、スイッチ素子のオン・オフ判定はシミュレータ中のサイリスタまたはダイオードで自動的になされることから、従来使用されてきた比較器その他の増幅器、リレー回路などが不必要となった。

ダイオードシミュレータと電流入力形のサイリスタシミュレータは比較的容易にその帰還インピーダンスの設計を含めて実現することができる。逆関数方式およびリミッタ付きの電圧入力形サイリスタシミュレータの場合には、阻止特性が低下するかまたは周波数補償が幾分困難となる欠点を有している。したがって実際のシミュレーションに際しては、演算回路のシグナルフローグラフを検討してなるべく電流入力形のサイリスタシミュレータを用いることが望ましい。

さらに、代表的なサイリスタ応用回路を用いて本方式のシミュレーションの有効性を数値的に検討した。本章で示した計算例は必ずしも電動機制御と直接関連したものではないが、チョップ駆動される直流直巻電動機の起動現象の計算例のように、本章で述べた手法を適用することによって電動機制御系の一部については小規模の計算機を用いてもシミュレーションが可能となるであろう。計算例に示されているように、シミュレーション結果はいずれも実際の現象を良く反映しており、アナログ計算機の精度の範囲内で、スイッチ素子のオン・オフに着目した巨視的な回路動作を解明することが可能であると思われる。

第8章 サイリスタ回路のディジタルシミュレーション

8.1 緒 言

近年、サイリスタ応用を中心とするパワー・エレクトロニクス技術が産業用機器から家庭電化製品に至るまであらゆる分野で広く用いられてくるに伴い、これらの電力変換素子を用いた回路の最適設計および各種パラメータの設定条件に対する回路動作解析の必要性が益々高まっている⁽⁵⁸⁾。サイリスタ回路は従来のトランジスタ中心のアナログ線形回路と異なって、スイッチのオン・オフによって複数のモードを有する非線形断続回路であり、その解析にはディジタル計算機を利用することが最も効果的であろう。たとえば、各動作モードごとに成立する状態微分方程式の解をモード切換えに伴って接続行列を用いて初期値を更新していく手法⁽⁵⁴⁾などはその一例である。

他方、電子回路のシミュレーションを目的とする汎用化シミュレーションプログラムとしては、すでに多くの方式が開発されており⁽¹¹⁶⁾⁻⁽¹¹⁸⁾、同様の手法をサイリスタ回路に適用して組織的・機械的に過渡シミュレーション解析を実施する試みも報告されている⁽⁶⁷⁾⁻⁽⁷³⁾。サイリスタ回路のシミュレーション手法は大別すると、状態変数法を用いて回路の微分方程式を自動的に樹立しこれを逐次積分する方式^{(67),(68),(72)}と、回路に含まれるインダクタンス、コンデンサなどの時間に依存したダイナミック特性を有する素子の枝特性を計算のステップ幅 Δt を用いて素子レベルで離散化する方式^{(70),(73)} に分類される。一般的には前者に比べて後者はプログラムの作成が容易であり、過渡解析が直流解析に還元されることから線形代数における各種の数値解析手法を利用できるという利点がある。素子レベルでの離散化を用いる計算方法としては、SFG法⁽⁷⁰⁾およびタブロー法⁽⁷³⁾がその代表例である。SFG法は回路網をシグナルフローグラフで表示してその積分枝の伝達特性を各ステップ期間で近似して解析する手法であり、トランスミッタンスの簡略化などにより解析を簡単化できる利点があるが、従来の発表例では積分精度に難点があった⁽⁸⁶⁾。これに対し、タブロー法は回路方程式をタブロー表示して、すべての枝の電圧および電流を一括して多元連立方程式の解として求める手法である。

本章で考察するシミュレーション手法⁽⁸²⁾⁻⁽⁸⁷⁾は、これらの諸方式と同様に素子レベルでの時間依存特性の離散化にもとづくものであるが、サイリスタ回路のモード変化時点も含めて過渡解析を安定性・計算精度共に優れた台形積分公式を一貫して利用している特徴を有するもの

である。この場合、時刻 t において各枝の電圧・電流値を求めるためには、 $t = t - \Delta t$ におけるすべてのインダクタンスおよびコンデンサの電圧・電流値を決定しておく必要がある。サイリスタ回路ではスイッチ素子のモード変化時刻でインダクタンスの電圧あるいはコンデンサの電流が跳躍するので、台形積分公式をサイリスタ回路解析へ適用する際は特別の考察が必要である。そこで、本研究ではサイリスタなどのモード変化時の直後で、これらの跳躍現象を解析すること（以下、これを初期値解析という）について考察した。さらに、この結果を用いて汎用シミュレーションプログラムを作成し、幾つかの数値例によってプログラムの妥当性を検証している。

8.2 台形積分公式を用いた電気回路網の過渡解析

8.2.1 台形積分公式の電気回路網解析への適用

電気回路網は一般に電源、抵抗のほかインダクタンスおよびコンデンサなどの時間に依存した特性を有する素子を含み、枝電圧と枝電流の関係は微分方程式で結ばれ回路方程式は多元の連立微分方程式となる。状態変数法はこの連立微分方程式の關係に直接対応するものであり回路の過渡解析に頻繁に利用されるが、一般に汎用化シミュレーションプログラムを作成する際には状態方程式の導出およびその処理が繁雑となる。

これに対し、電気回路を構成する各々の素子レベルでインダクタンスなどの時間依存特性を計算ステップ幅の関数として離散化し過渡解析を等価的に直流抵抗回路網に還元する手法は、極めて容易に汎用性のあるプログラムを作成できる利点を有している。ここでは、このような等価変換法のうちでも数値積分精度の優れた台形積分公式を用いて、電気回路網を解析する方法を検討する。

いま、インダクタンスについてその電圧および電流ベクトルをそれぞれ v_L, i_L とすると次式が成立する。ただし、インダクタンス行列 L は正則とする。

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (8.1)$$

上式に次の台形積分公式

$$x(t) \cong x(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \{ \dot{x}(t) + \dot{x}(t - \Delta t) \} \quad (8.2)$$

を適用すると (8.3) 式が得られる。

$$\mathbf{i}_L(t) = \mathbf{i}_L(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{L}^{-1} \{ \mathbf{v}_L(t) + \mathbf{v}_L(t - \Delta t) \} \quad (8.3)$$

(8.3)式を変形して

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{i}_L(t) &= \frac{\Delta t}{2} \mathbf{L}^{-1} \mathbf{v}_L(t) + \mathbf{j}_L(t) \\ \mathbf{j}_L(t) &= \mathbf{i}_L(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{L}^{-1} \mathbf{v}_L(t - \Delta t) \end{aligned} \right\} \quad (8.4)$$

または

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{v}_L(t) &= \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L} \mathbf{i}_L(t) + \mathbf{e}_L(t) \\ \mathbf{e}_L(t) &= -\mathbf{v}_L(t - \Delta t) - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{L} \mathbf{i}_L(t - \Delta t) \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

とおくと、(8.4)、(8.5)式は時刻 t におけるインダクタンスの枝特性を $t - \Delta t$ における \mathbf{v}_L 、 \mathbf{i}_L で決定される従属電流源 $\mathbf{j}_L(t)$ または従属電圧源 $\mathbf{e}_L(t)$ と抵抗よりなる合成回路特性で等価表現できることを意味している。

同様のことがコンデンサに対しても成立する。すなわち、コンデンサ容量を対角要素とする行列 \mathbf{C} を用いると、電圧ベクトルおよび電流ベクトル、 \mathbf{v}_c と \mathbf{i}_c 、の間に成立する関係

$$\mathbf{i}_c = \mathbf{C} \frac{d\mathbf{v}_c}{dt} \quad (8.6)$$

に台形積分公式を適用すると

$$\mathbf{v}_c(t) = \mathbf{v}_c(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{C}^{-1} \{ \mathbf{i}_c(t) + \mathbf{i}_c(t - \Delta t) \} \quad (8.7)$$

が成り立つ。これより各計算ステップ期間内で成立するコンデンサの等価表現として次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{v}_c(t) &= \frac{\Delta t}{2} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{i}_c(t) + \mathbf{e}_c(t) \\ \mathbf{e}_c(t) &= \mathbf{v}_c(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{i}_c(t - \Delta t) \end{aligned} \right\} \quad (8.8)$$

または

$$\left. \begin{aligned} i_c(t) &= \frac{2}{\Delta t} \mathbf{C} \mathbf{v}_c(t) + \mathbf{j}_c(t) \\ j_c(t) &= -i_c(t - \Delta t) - \frac{2}{\Delta t} \mathbf{C} \mathbf{v}_c(t - \Delta t) \end{aligned} \right\} \quad (8.9)$$

以上のことから、RLC 回路網の過渡解析は台形積分公式の適用により直流回路解析と同様の手法を用いて容易に解析できることがわかる。

8.2.2 RLC 回路網の一般解析

始めに簡単のために結合を持たないインダクタンスを含む RLC 回路網について考察する。

さらに対象とする回路は

- (i) 電圧源のみによるタイセットを含まない。
- (ii) 電流源のみによるカットセットを含まない。

ものと仮定する。電圧源のみによるタイセットを含む場合には、明らかにそのタイセットを構成する電圧源の値には一定の従属関係が成立することから、いずれか特定の電圧源を除外して電圧源のみによるタイセットを含まない回路を解析すれば良い。電流源のみによるカットセットを含む場合も同様に考えられる。上述の仮定のもとで、対象とする回路グラフの構造を図 8.1 のように定める。すなわち、木の枝は (a) に示されるように電圧源 e_t と抵抗 Z の直列接続とし、補木枝は (b) 図の電流源 j_l とアドミッタンス Y の並列接続で与えられるものとする。仮定 (i) によりすべての電圧源が木枝に含まれ、仮定 (ii) によりすべての電流源が補木枝に含まれるようにすることが可能であるから、図 8.1 のように各枝の構造を定めることは常に可能である。木枝が独立電圧源の場合には $Z=0$ 、補木枝が独立電流源の場合には $Y=0$ である。 R 、 L 、 C の各素子はそれぞれ前述した等価変換を考慮すると (a)、(b) いずれの形式によっても表現できることになる。

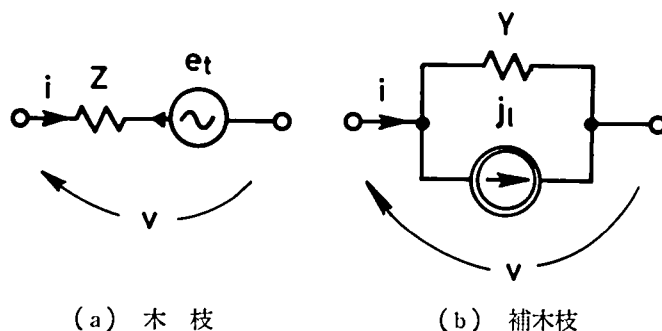


図 8.1 回路グラフの基本木とその構造

いま、木枝・補木枝のいかにかわらず、回路の Z または Y で示される抵抗部分の電流を J 、その電圧降下を E とする。さらに枝集合全体についてこれらの電流ベクトル J および電圧ベクトル E を用いると

$$E = ZJ, \quad J = YE \quad (8.10)$$

が成立する。ただし、 Z および Y はそれぞれインピーダンス行列およびアドミッタンス行列であって、相互誘導を仮定していないことからいずれも対角行列である。(8.10) 式を木枝と補木枝に分割し、それぞれ添字 t および l でこれを示すものとすれば、図 8.1 の各枝の構造から次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} E_t &= Z_t J_t = Z_t i_t \\ v_t &= E_t + e_t \\ J_l &= Y_l E_l = Y_l v_l \\ i_l &= J_l + j_l \end{aligned} \right\} \quad (8.11)$$

ただし、 v_t 、 v_l および i_t 、 i_l はそれぞれ枝電圧および枝電流を示し、 e_t および j_l は従属電源を含んだ電源ベクトルである。

(8.11) 式を整理すると

$$\begin{bmatrix} E_t \\ J_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_t - e_t \\ i_l - j_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_t & 0 \\ 0 & Y_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_t \\ v_l \end{bmatrix} \quad (8.12)$$

となる。木枝と補木枝の電圧ベクトル間および電流ベクトル間には次のキルヒホフの法則が成立する。

$$i_t = -Q_p i_l, \quad v_l = Q_p^t v_t \quad (8.13)$$

ただし、 Q_p は基本カットセット行列の主要部分であり上添字 t は転置行列を表わす。

(8.12)、(8.13) 式より

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} I + Z_t Q_p Y_l Q_p^t & 0 \\ 0 & I + Y_l Q_p^t Z_t Q_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_t \\ i_l \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} e_t - Z_t Q_p j_l \\ j_l + Y_l Q_p^t e_t \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8.14)$$

が得られる。ただし、 I は単位行列である。

(8.14) 式の第1行より v_t を求めると

$$v_t = [I + Z_t Q_p Y_l Q_p^t]^{-1} [e_t - Z_t Q_p j_l] \quad (8.15)$$

となる。さらに、 v_t を (8.12) 式に代入し (8.13) 式を考慮すると次式が得られる。

$$i_l = j_l + Y_l Q_p^t v_t \quad (8.16)$$

同様に (8.14) 式の第2行より i_l を求め、さらにこれを (8.12) 式に代入して v_t を求めると

$$i_l = [I + Y_l Q_p^t Z_t Q_p]^{-1} [j_l + Y_l Q_p^t e_t] \quad (8.17)$$

$$v_t = e_t - Z_t Q_p i_l \quad (8.18)$$

のように表わすことも可能である。

8.2.3 RLCM 回路網の一般解析

実際の電気回路網、とりわけ電動力応用における電気回路網については多くの場合相互誘導が含まれる。この場合も密結合インダクタンスを考慮しないものとすれば 8.2.1 で述べた素子特性の離散化が可能である。相互インダクタンスを含む回路は始めにその結合を無視して結合のないインダクタンスと同様のグラフでこれを表示する。このとき、相互誘導の影響は等価回路の抵抗部分が相互インピーダンスで表示されること、また、従属電源の値は相互誘導関係にある他の枝の電圧・電流値をも考慮して決定しなければならないことのほか、本質的に RLC 回路解析と異なるものではない。

以上のことから、RLCM 回路においても各枝の構造を図 8.1 に準じて決定するものとする (8.12) 式に対応して次式が成立する。

$$\begin{bmatrix} v_t - e_t \\ i_l - j_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{tt} i_t + Z_{tl} i_l \\ Y_{lt} v_t + Y_{ll} v_l \end{bmatrix} \quad (8.19)$$

ただし、 Z_{tt} 、 Z_{tl} および Y_{lt} 、 Y_{ll} はそれぞれ相互誘導を考慮したインピーダンス行列およびアドミッタンス行列の部分行列である。

(8.19) 式をキルヒホフの法則と連立させ v_t および i_l を求めると次式が得られる。

$$v_t = [I - (Z_{tl} - Z_{tt} Q_p)(Y_{lt} + Y_{ll} Q_p^t)]^{-1} [e_t + (Z_{tl} - Z_{tt} Q_p) j_l] \quad (8.20)$$

$$i_l = [I - (Y_{lt} + Y_{ll} Q_p^t)(Z_{tl} - Z_{tt} Q_p)]^{-1} [j_l + (Y_{lt} + Y_{ll} Q_p^t) e_t] \quad (8.21)$$

明らかに相互誘導が存在しない場合にはそれぞれ $Z_{tl} = 0$, $Y_{lt} = 0$ とおくと (8.20), (8.21) 式は (8.15), (8.17) 式に一致する。

8.3 サイリスタ回路の過渡解析

8.3.1 半導体素子のモデル化

サイリスタ・ダイオードなどの半導体スイッチング素子は瞬時にスイッチするものとし、その巨視的なオン・オフ機能に着目して図 8.2 に示すようにオン・オフに対応した二値抵抗素子で近似する。このとき、サイリスタ回路は等価的に直流回路網として 8.2 で述べた解析式を用いて過渡解析できることになる。このようにスイッチを二値抵抗素子とみなして取扱う方法は多くの文献にもみられるように一般的な手法であり^{(70),(71)}、過渡解析におけるステイフネスの問題が生じるが回路のモードに無関係に回路網グラフの接続関係が一定であることから、モード変化に伴う接続行列および木枝の変更などの手続きが不要となる利点がある。なお、必要に応じて転流余裕時間、 dv/dt 耐量、 di/dt 耐量などを考慮することは容易である。

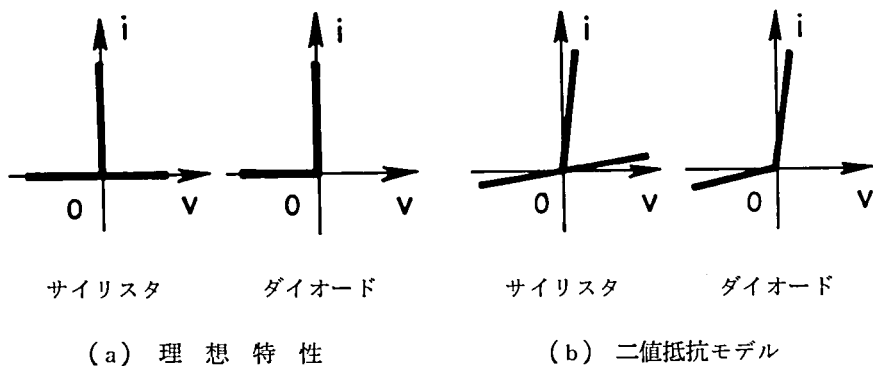


図 8.2 半導体素子の二値抵抗素子モデル

8.3.2 モード変化時の初期値解析

台形積分公式を過渡解析へ適用するに際しては(8.4)，(8.5)式および(8.8)，(8.9)式に示されるように，インダクタンスおよびコンデンサの $t = t - \Delta t$ における電圧・電流値が共に必要となる。スイッチ素子にモード変化のない連続期間ではこれらの値は連続量であるから，過渡解析の進行につれてこれらを逐次更新していけば十分であるが，サイリスタ回路特有のモード変化時点ではモード変化直後の各部電圧・電流値を求める必要がある。

いま，図 8.3 (a) の強制転流回路において，主サイリスタ Th_1 は導通状態にあり負荷電流 I_L を分担し，電流コンデンサ C は図の極性で V_0 まで充電されているものとする。

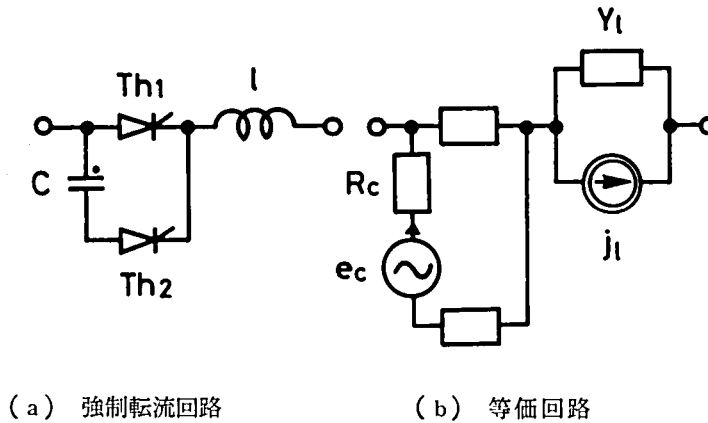


図 8.3 強制転流回路とその等価回路

時刻 $t = t_n$ において補助サイリスタ Th_2 を点弧すると $t = t_{n+1} = t_n + \Delta t$ における等価回路は台形積分公式による等価変換によって (b) 図の回路で与えられる。ただし，同図において各変数は (8.21) 式で与えられるものである。

$$\left. \begin{aligned} R_c &= \Delta t / 2C, \quad e_c = v_c(t_n) + \Delta t \cdot i_c(t_n) / 2C \\ Y_l &= \Delta t / 2l, \quad j_l = i_l(t_n) + \Delta t \cdot v_l(t_n) / 2l \\ V_c(t_n) &= V_0, \quad i_l(t_n) = I_L \end{aligned} \right\} \quad (8.21)$$

モード変化以後の回路状態を (8.21) 式にもとづいて決定するためには，同式に含まれる変数 $i_c(t_n)$ および $v_l(t_n)$ の値を決定する必要がある。さらに，これらの値は時刻 $t = t_n^+$ で考える必要がある。(a) 図の強制転流回路では Th_2 の点弧によって Th_1 は転流コンデンサの電圧により瞬時にターンオフする結果，負荷電流 I_L は C および Th_2 を通って流れ，モード

変化時刻を境として i_c は 0 から I_L へ不連続的に変化する。したがって、台形積分公式を利用する手法ではこのような i_c および v_l の跳躍を検出する必要があることがわかる。

オン抵抗 = 0, オフ抵抗 = ∞ の理想的なスイッチを想定せず, 8.3.1 に述べたように有限の抵抗でスイッチ素子特性を近似する場合はコンデンサの電圧およびインダクタンスの電流は一般に連続である。それゆえ図 8.3 の回路で $i_c(t_n^+)$ および $v_l(t_n^+)$ を求めるためには, (b) 図の回路で従属電源 e_c および j_l に $t = t_n^-$ での値 $v_c(t_n^-)$ および $i_l(t_n^-)$ を与えて, これを $\Delta t = 0$ として解けば良いことがわかる。さらに, この結果より, Th_2 の点弧によって Th_1 がターンオフすべきであることが検出される。一般にはこのような強制転流現象でのスイッチ素子のモード変化は, 素子のバイアス状態を吟味するための特別のグラフ処理を必要としたり, あるいは次のステップでの素子のオン・オフ状態を検討してこれを検出する必要がある。これに対し, 本方式ではモード変化時の電圧・電流値を求めるための初期値解析時点で, 従属的に派生するスイッチ素子のオン・オフ変化が検出される。

以上のように, 一般的にはモード変化直後ではインダクタンスを電流源, コンデンサを電圧源とみなして等価回路を $\Delta t = 0$ の条件で初期値解析することが可能となる。しかし, 対象とする回路がたとえばインダクタンスのみによるカットセットを含む場合には, 補木枝に含まれるインダクタンスが大半であっても幾つかのインダクタンスは木枝に含まれることになる。この場合, 木枝に含まれたインダクタンスの等価表現は図 8.1 (a) の構造で与えられ, (8.5) 式に示されるように等価抵抗値は Δt による除算を含むことになる。コンデンサのみによるタイセットが存在するような場合に関しても同様である。したがって, サイリスタ回路一般について考えるとこの初期値解析は通常の過渡解析とは別に考慮する必要があるといえる。

8.3.3 RLC 回路網の初期値解析

始めに相互誘導のないサイリスタ回路について, これを RLC 回路網として初期値解析する手法を考察する。いま, 対象とする回路に 8.2.2 で述べた仮定 (i), (ii) のほかに 次の仮定をおく。

- (iii) 電圧源とコンデンサのみによるタイセットを含まない。
- (iv) 電流源とインダクタンスのみによるカットセットを含まない。

このとき, 回路網グラフの木として以下の (a) ~ (d) を満足するような基準木を定める。

- (a) 電圧源はすべて木に含まれる。
- (b) 電流源はすべて補木に含まれる。
- (c) できるだけ多くのコンデンサを木に含める。

(d) できるだけ多くのインダクタンスを補木に含める。

仮定(i)～(iv)によってこのような基準木を定めることは常に可能である。上述の仮定ではインダクタンスのみのカットあるいはコンデンサのみのタイセットの存在は否定していない。したがって、一般に $dt=0$ とおいて初期値解析を実行するに際してインダクタンスを電流源と考え、コンデンサを電圧源と考えるものとする、電流源のみによるカットセットあるいは電圧源のみによるタイセットを生じることになる。しかし、これらの電源間にはそれぞれキルヒホフの法則による拘束条件が存在していることは明らかであり、この拘束条件の数はインダクタンスのカットセットの数とコンデンサのタイセットの数の総和に等しい。いま、図 8.4 のグラフにおいて、(a) の回路では一つの電圧源を開放除去し (b) の回路では一つの電流源を短絡除去しても、グラフ G の電氣的ふるまいは変らないことを考慮すると、初期値解析に際しては木枝に含まれるインダクタンスを短絡除去し補木枝に含まれるコンデンサを開放除去できることがわかる。

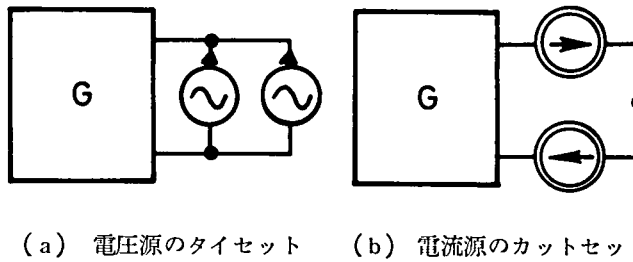


図 8.4 電圧源のタイセット，電流源のカットセットを含むグラフ

そこで，基準木にもとづいて基本カットセット行列 Q_f を (8.22) 式に示すようにブロックに分割する。

$$Q_f = \left[\begin{array}{ccc|cccc} I_{VV} & & 0 & F_{VS} & F_{VR} & F_{VL} & F_{VI} \\ & I_{CC} & & F_{CS} & F_{CR} & F_{CL} & F_{CI} \\ & & I_{GG} & F_{GS} & F_{GR} & F_{GL} & F_{GI} \\ 0 & & I_{IT} & F_{TS} & F_{TR} & F_{TL} & F_{TI} \end{array} \right] \quad (8.22)$$

ただし，添字はそれぞれ次の意味を示す。

V：木枝に含まれる電圧源

C：木枝に含まれるコンデンサ

G : 木枝に含まれる抵抗

Γ : 木枝に含まれるインダクタンス

S : 補木枝に含まれるコンデンサ

R : 補木枝に含まれる抵抗

L : 補木枝に含まれるインダクタンス

I : 補木枝に含まれる電流源

仮定 (i) ~ (iv) および基準木の条件 (a) ~ (d) により, 枝 Γ とカットセットを構成する枝は L のみであるから次式が成り立つ。

$$\mathbf{F}_{\Gamma S} = \mathbf{0} \quad , \quad \mathbf{F}_{\Gamma R} = \mathbf{0} \quad , \quad \mathbf{F}_{\Gamma I} = \mathbf{0} \quad (8.23)$$

同様に枝 S について次式が成り立つ。

$$\mathbf{F}_{VS}^t = \mathbf{0} \quad , \quad \mathbf{F}_{GS}^t = \mathbf{0} \quad , \quad \mathbf{F}_{IS}^t = \mathbf{0} \quad (8.24)$$

したがってキルヒホフの法則は

$$\begin{bmatrix} i_V \\ i_C \\ i_G \\ i_I \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{F}_{VR} & \mathbf{F}_{VL} & \mathbf{F}_{VI} \\ \mathbf{F}_{CS} & \mathbf{F}_{CR} & \mathbf{F}_{CL} & \mathbf{F}_{CI} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}_{GR} & \mathbf{F}_{GL} & \mathbf{F}_{GI} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{F}_{\Gamma L} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_S \\ i_R \\ i_L \\ i_I \end{bmatrix} \quad (8.25)$$

$$\begin{bmatrix} v_S \\ v_R \\ v_L \\ v_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{F}_{CS}^t & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{F}_{VR}^t & \mathbf{F}_{CR}^t & \mathbf{F}_{GR}^t & \mathbf{0} \\ \mathbf{F}_{VL}^t & \mathbf{F}_{CL}^t & \mathbf{F}_{GL}^t & \mathbf{F}_{\Gamma L}^t \\ \mathbf{F}_{VI}^t & \mathbf{F}_{CI}^t & \mathbf{F}_{GI}^t & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_V \\ v_C \\ v_G \\ v_I \end{bmatrix} \quad (8.26)$$

で表わされる。

初期値解析のために枝 Γ を短絡除去し枝 S を開放除去したグラフを原回路網 N に対して N^* とすると, N^* において次のキルヒホフの法則が成立する。

$$\begin{bmatrix} i_V^* \\ i_C^* \\ i_G^* \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{VR} & \mathbf{F}_{VL} & \mathbf{F}_{VI} \\ \mathbf{F}_{CR} & \mathbf{F}_{CL} & \mathbf{F}_{CI} \\ \mathbf{F}_{GR} & \mathbf{F}_{GL} & \mathbf{F}_{GI} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_R^* \\ i_L^* \\ i_I^* \end{bmatrix} \quad (8.27)$$

$$\begin{bmatrix} v_R^* \\ v_L^* \\ v_I^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{VR}^t & F_{CR}^t & F_{GR}^t \\ F_{VL}^t & F_{CL}^t & F_{GL}^t \\ F_{VI}^t & F_{CI}^t & F_{GI}^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_V^* \\ v_C^* \\ v_G^* \end{bmatrix} \quad (8.28)$$

グラフ N と N* を比較して電源は互いに等しいから

$$v_V = v_V^* , \quad i_I = i_I^* \quad (8.29)$$

である。インダクタンスの電流およびコンデンサの電圧も等しく

$$i_L = i_L^* , \quad v_C = v_C^* \quad (8.30)$$

となる。(8.25) ~ (8.30) 式より

$$i_G - i_G^* = -F_{GR} (i_R - i_R^*) \quad (8.31)$$

$$v_R - v_R^* = F_{GR}^t (v_G - v_G^*) \quad (8.32)$$

となる。また、抵抗 G および R のインピーダンス行列とアドミッタンス行列をそれぞれ Z_G , Y_R とおくと

$$i_R - i_R^* = Y_R (v_R - v_R^*) \quad (8.33)$$

$$v_G - v_G^* = Z_G (i_G - i_G^*) \quad (8.34)$$

が成立する。(8.31) ~ (8.34) 式より次式を得る。

$$(Y_R^{-1} + F_{GR}^t Z_G F_{GR}) (i_R - i_R^*) = 0 \quad (8.35)$$

$$(Z_G^{-1} + F_{GR} Y_R F_{GR}^t) (v_G - v_G^*) = 0 \quad (8.36)$$

(8.35), (8.36) 両式の左辺の係数行列は共に正則であることが証明されるから, (8.33) ~ (8.36) 式より

$$i_R = i_R^* , \quad v_R = v_R^* , \quad i_G = i_G^* , \quad v_G = v_G^* \quad (8.37)$$

が得られる。以上のことより v_L を求めると

$$\mathbf{v}_L = \mathbf{v}_L^* + \mathbf{F}_{\Gamma L}^t \mathbf{v}_\Gamma \quad (8.38)$$

となる。枝 Γ および L のインダクタンス行列をそれぞれ \mathbf{L}_Γ および \mathbf{L}_L とおくと次式が成り立つ。

$$\mathbf{v}_\Gamma = \mathbf{L}_\Gamma \frac{d\mathbf{i}_\Gamma}{dt} = \mathbf{L}_\Gamma \frac{d}{dt} (-\mathbf{F}_{\Gamma L} \mathbf{i}_L) = -\mathbf{L}_\Gamma \mathbf{F}_{\Gamma L} \mathbf{L}_L^{-1} \mathbf{v}_L \quad (8.39)$$

上式に (8.38) 式を代入して \mathbf{v}_Γ を求めると

$$\mathbf{v}_\Gamma = -(\mathbf{L}_\Gamma^{-1} + \mathbf{F}_{\Gamma L} \mathbf{L}_L^{-1} \mathbf{F}_{\Gamma L}^t)^{-1} \mathbf{F}_{\Gamma L} \mathbf{L}_L^{-1} \mathbf{v}_L^* \quad (8.40)$$

によって短絡除去された枝 Γ の電圧 \mathbf{v}_Γ がグラフ N^* での電圧 \mathbf{v}_L^* を用いて決定できる。

同様の考察から、開放除去された枝 S の電流 \mathbf{i}_S はグラフ N^* での電流 \mathbf{i}_C^* を用いて

$$\mathbf{i}_S = (\mathbf{C}_S^{-1} + \mathbf{F}_{CS}^t \mathbf{C}_C^{-1} \mathbf{F}_{CS})^{-1} \mathbf{F}_{CS}^t \mathbf{C}_C^{-1} \mathbf{i}_C^* \quad (8.41)$$

で与えられる。ただし、 \mathbf{C}_S および \mathbf{C}_C はそれぞれ枝 S および C のキャパシタンス行列である。

以上のことより、グラフ N^* において $\Delta t = 0$ とおいて初期値解析した結果から原グラフのすべての枝の電圧・電流値を求めることができる。

8.3.4 RLCM 回路網の初期値解析

インダクタンスに相互誘導の存在する場合にも 8.3.3 と同様の考察が可能である。この場合枝 Γ と L の間には次の関係式が成立する。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_\Gamma \\ \mathbf{v}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{\Gamma\Gamma} & \mathbf{L}_{\Gamma L} \\ \mathbf{L}_{L\Gamma} & \mathbf{L}_{LL} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_\Gamma \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix} \quad (8.42)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_\Gamma \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{\Gamma\Gamma} & \mathbf{L}_{\Gamma L} \\ \mathbf{L}_{L\Gamma} & \mathbf{L}_{LL} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\Gamma \\ \mathbf{v}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{\Gamma\Gamma} & \mathbf{\Gamma}_{\Gamma L} \\ \mathbf{\Gamma}_{L\Gamma} & \mathbf{\Gamma}_{LL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\Gamma \\ \mathbf{v}_L \end{bmatrix} \quad (8.43)$$

これより 8.3.3 と同様の考察によって枝 Γ の電圧 \mathbf{v}_Γ を与える式は (8.40) 式に対応して

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_\Gamma = & [\mathbf{I} - (\mathbf{L}_{\Gamma L} - \mathbf{L}_{\Gamma\Gamma} \mathbf{F}_{\Gamma L}) (\mathbf{\Gamma}_{L\Gamma} + \mathbf{\Gamma}_{LL} \mathbf{F}_{\Gamma L}^t)]^{-1} \\ & \cdot [\mathbf{L}_{\Gamma L} - \mathbf{L}_{\Gamma\Gamma} \mathbf{F}_{\Gamma L}] \mathbf{\Gamma}_{LL} \mathbf{v}_L^* \end{aligned} \quad (8.44)$$

が得られる。枝 S の電流については、コンデンサは相互に依存しないことより (8.41) 式をそのまま用いることができる。

8.4 シミュレーションプログラムの概要

前節までの考察によりフォートラン言語を用いたシミュレーションプログラムを作成した。入力データは表 8.1 に示す 8 種類のカードとし、基準木を導出するために枝の種類は電圧源、コンデンサ、スイッチ素子を含む抵抗、インダクタンス、電流源の順で入力する。インダクタンスおよびコンデンサについては PARA 2 としてその初期値をあわせて入力する。

表 8.1 プログラムへの入力データ

番 号	機 能	変 数 名	デ ー タ の 内 容
1	回路全般の情報	NB	枝 総 数
		NN	節 点 数
		NS	スイッチ素子数
		LMN	印刷制御ステップ数
		NM	相互誘導素子数
2	素子情報	NAM	素子の種類
		NBR	素子の枝番号
		K	素子枝の始点
		L	素子枝の終点
		PARA1	R, L, C の値
		PARA2	L, C の初期値
3	相互誘導素子	J	相互誘導の影響を受ける
		K	枝 番 号
		AM	相互インダクタンス
4	変プログラム数	H	ステップ幅
		TOFF	ターンオフタイム
		RON	スイッチ素子のオン抵抗
		ROFF	スイッチ素子のオフ抵抗
5	ゲート情報	N	スイッチ素子の枝番号
		X	ゲート信号の初期時刻
		H1	ゲートパルス幅
		H2	ゲート周期
6	出力制御	KWI	電流の出力個数
		KWV	電圧の出力個数
7		KI	出力する電流の枝番号
8		KV	出力する電圧の枝番号

シミュレーションプログラムの概略フローチャートを図 8.5 に示す。始めに入力データによって基準値および基本カットセット行列を定める。過渡解析に先立って入力データのインダクタンスの初期電流、コンデンサ初期電圧により $\Delta t=0$ として初期値解析を実行し、同時にスイッチ素子のオン・オフを決定して初期モードおよび等価回路パラメータを決定する。以後過渡現象を実行し、素子モードに変化がなければ出力制御にもとづいて中途結果を出力する。モード変化を検出すると前のステップへ戻って、ステップ幅を通常の値より小さくしてモード変化時刻を正確に求める。モード変化時刻を求め直してからは、スイッチ素子のパラメータを更新し再度初期値解析へ移行すれば良い。なお、逆バイアス時間を TN によって計測し素子のターンオフタイムと比較して転流状況を点検している。

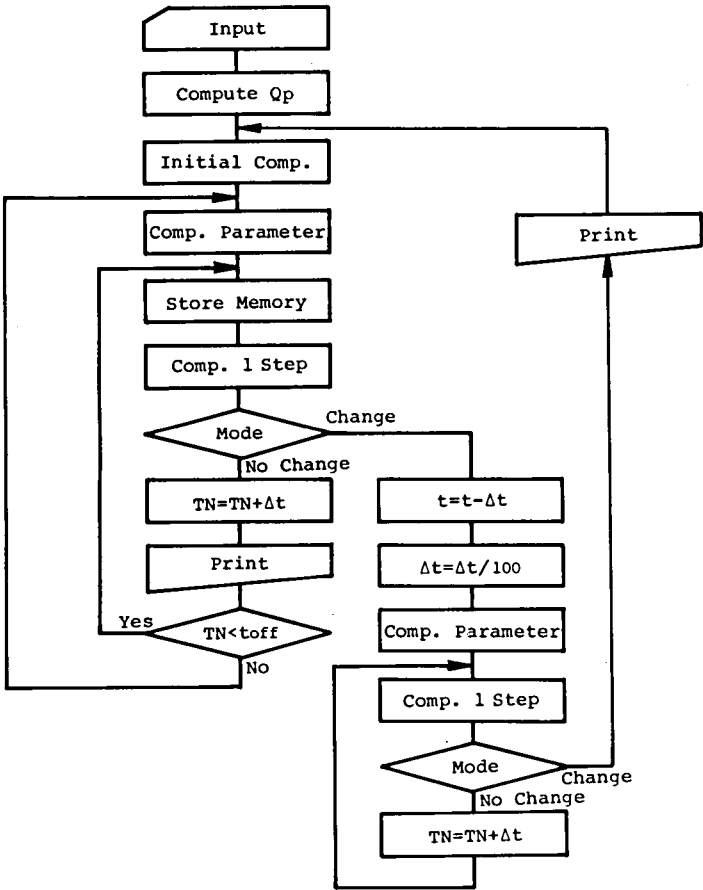


図 8.5 プログラムの概略フローチャート

Figure 1 consists of two flowcharts, (a) and (b), illustrating the control logic for a thyristor inverter.

(a) Flowchart (a):

- Present Mode:** OFF or ON.
- Decision 1:** $v > 0$.
 - If **Yes**, proceed to Decision 2.
 - If **No**, proceed to Decision 3.
- Decision 2:** $TN > toff$.
 - If **Yes**, proceed to Decision 4.
 - If **No**, proceed to Decision 3.
- Decision 3:** $i > i_h$.
 - If **Yes**, proceed to $TN = 0$.
 - If **No**, proceed to $TN = TN + \Delta t$.
- Decision 4:** **Gate**.
 - If **Yes**, proceed to Decision 3.
 - If **No**, proceed to $TN = TN + \Delta t$.
- Processing:**
 - $TN = TN + \Delta t$ (updates the timer).
 - $TN = 0$ (resets the timer).
- Next Mode:** OFF or ON.

(b) Flowchart (b):

- Present Mode:** OFF or ON.
- Decision 1:** $v > 0$.
 - If **Yes**, proceed to Decision 2.
 - If **No**, proceed to **Next Mode**.
- Decision 2:** $i > 0$.
 - If **Yes**, proceed to **Next Mode**.
 - If **No**, proceed to **Next Mode**.
- Next Mode:** OFF or ON.

Figure 1(b) is captioned: (b) ダイオード (Diode).

の状態を予測して得られる素子のモードを採用することとした。なお、モード判定部のバイアス値に僅かなヒステリシスを導入すると、計算誤差に起因するオン・オフの頻繁な繰り返しを避けることができる。

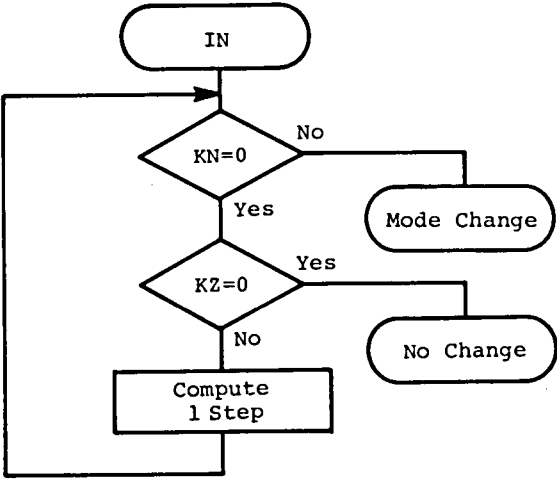


図 8.7 モード変化検出のフローチャート

8.5 計 算 例

(1) サイリスタチョッパ回路

図 8.8 に示すカソードパルス形サイリスタチョッパ回路の計算結果を図 8.9, 8.10 に示す。

ここで、各定数の値は以下のように設定した。

電 源 電 圧	$E_S : 100 \text{ V}$
転流コンデンサ	$C : 0.5 \mu\text{F}$
転流インダクタンス	$l : 20 \text{ mH}$
平滑インダクタンス	$L_d : 1 \text{ H}$
負 荷 抵 抗	$R : 50 \Omega$
ゲート周波数	$f_g : 500 \text{ Hz}$

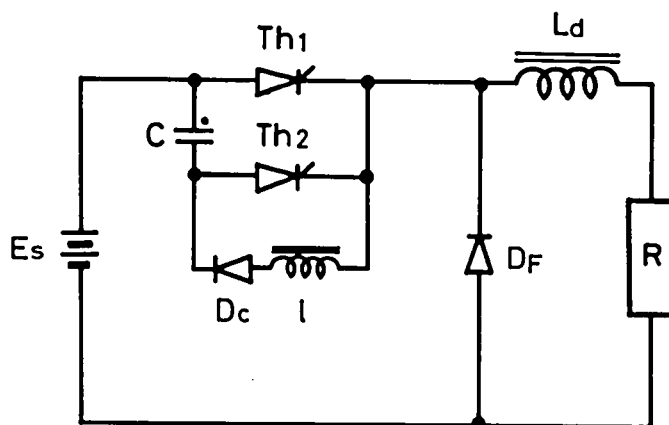


図 8.8 カソードパルス形サイリスタチョップ回路

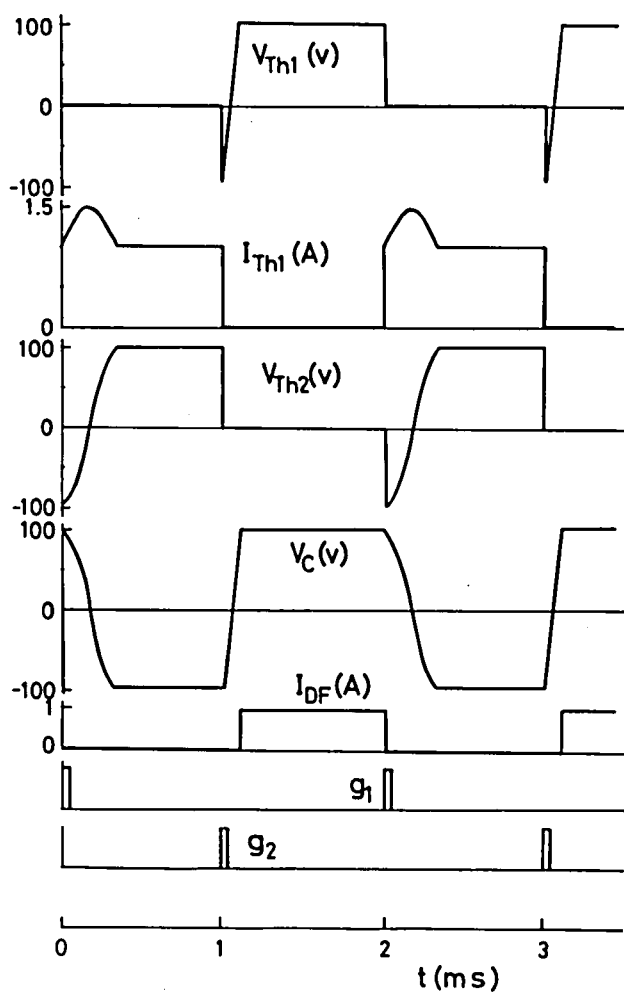


図 8.9 チョップ回路の計算例（正常動作時）

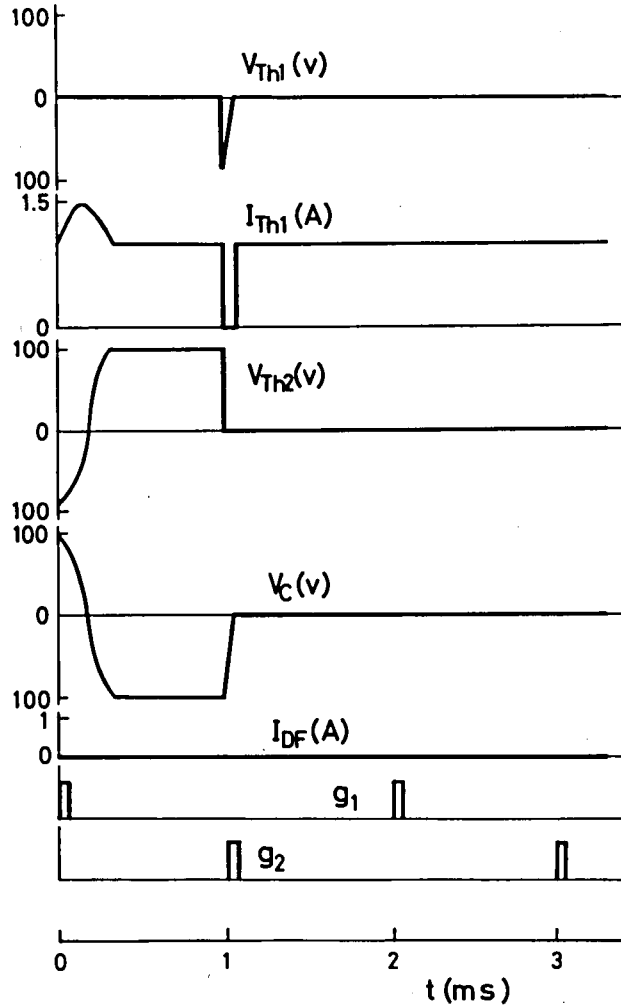


図 8.10 チョップ回路の計算例（転流失敗時）

シミュレーション結果を厳密な解析結果と容易に比較できるように，上例では平滑インダクタンスを一般に使用される値に比べて特に大きく設定し十分なフィルタ効果によって直流脈動を抑制している。このように L_d が大きく負荷側をほぼ定電流と考えることができる場合には次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} i_{Th1} \text{ のピーク値} &= \sqrt{\frac{C}{L}} E_S + I_L = 1.5 \text{ (A)} \\ C \text{ の放電時間} &= \pi \sqrt{LC} = 178 \text{ (}\mu\text{S)} \\ C \text{ の充電時間} &= \frac{2CE_S}{I_L} = 100 \text{ (}\mu\text{S)} \end{aligned} \right\} \quad (8.45)$$

図 8.9 の計算結果は (8.45) 式の解析結果と良く一致しておりシミュレーションが良好に遂行されていることを示している。また、 Th_1 のターンオフタイムを $50\mu S$ とした図 8.10 の結果では、 C の充電途中に Th_1 が転流失敗する様子が良く表わされている。

(2) 直列インバータ回路

相互誘導を含む回路例として図 8.11 の直列インバータ回路を下記の条件で計算する。

電 源 電 圧	E_S : 50 V
転流インダクタンス	$L_1 = L_2$: 7.1 mH
相互インダクタンス	M : 5.68 mH
転流コンデンサ	C : 14.1 μF
負 荷 抵 抗	R : 4.1 Ω

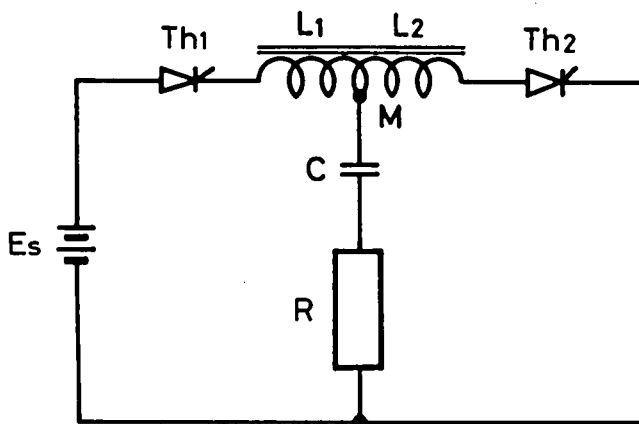


図 8.11 直列インバータ回路

本回路の固有振動数 f は約 500 Hz であるから、ゲート周波数 f_g と f の大小関係によって、 $f > f_g$ で出力電流は自然転流によって断続し $f < f_g$ では強制転流によって連続した交番電流が得られる。 $f_g = 400$ Hz および 700 Hz における計算例をそれぞれ図 8.12, 8.13 に示す。図に示されるようにシミュレーション結果では本インバータ回路の転流現象の相違が良く表わされている。

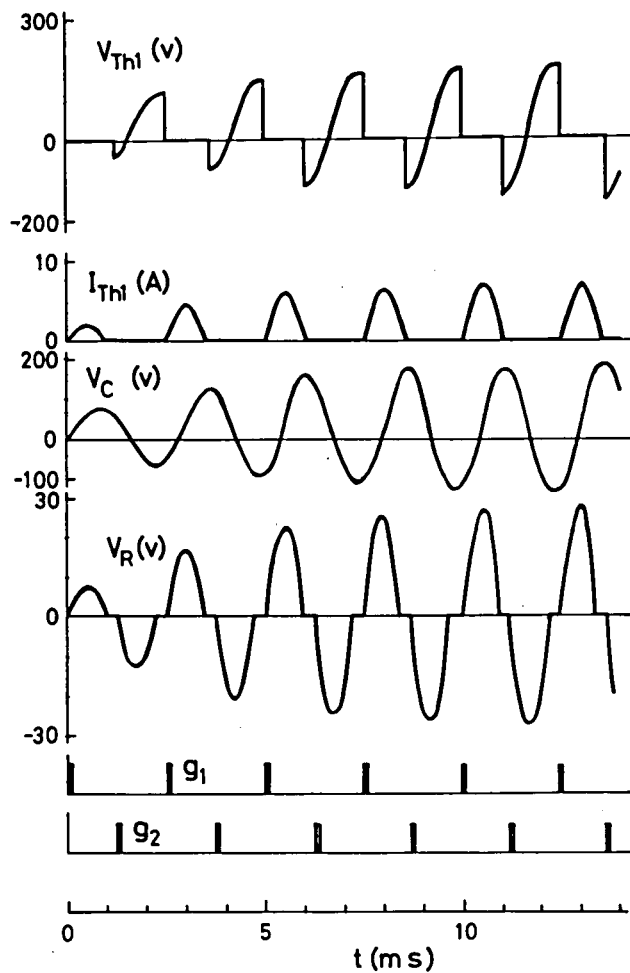


図 8.12 直列インバータ回路の計算例（自然転流時）

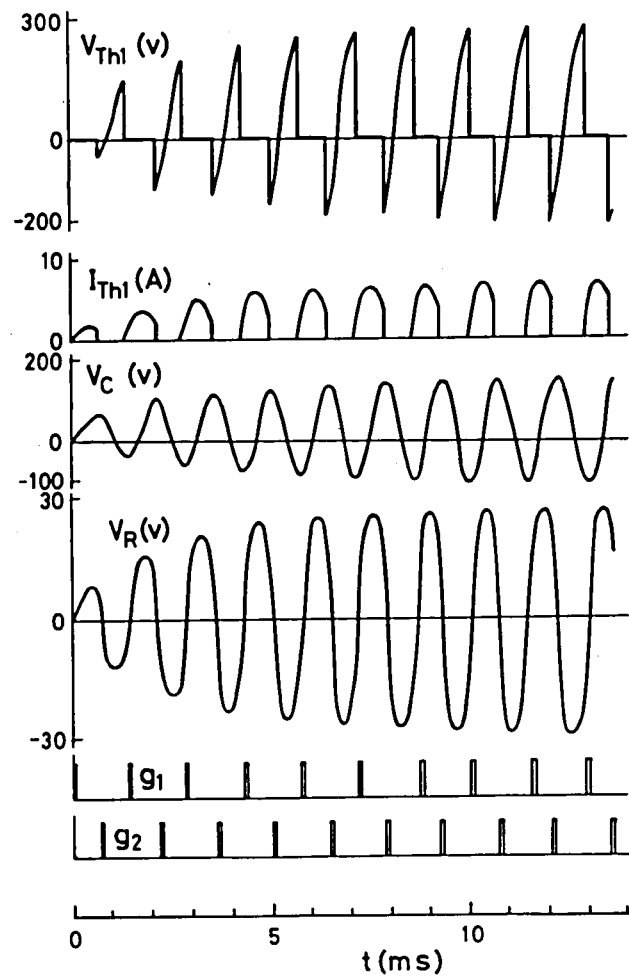


図 8.13 直列インバータ回路の計算例（強制転流時）

(3) 電力回生回路

図 8.14 に示す回路は強制転流方式のインバータを示すもので Y 接続されたインダクタンスはこのインバータで駆動される無整流子電動機の電機子巻線を表わしている。通常の力行運転時には、電機子巻線の中性点に接続された転流コンデンサ C とサイリスタ Th_1, Th_2 を用いてインバータ INV 側のサイリスタの強制転流を実現する。回生制動時には INV のゲート信号を遮断して回生用ダイオード群 REC で電機子巻線の誘導起電力を整流し、 Th_1, Th_2, C および L_1, L_2 を用いて昇圧形の電力回生回路を構成するものである。回生制動時の等価回路は整流出力電圧を等価的に直流電圧 E_{d1}, E_{d2} で表わすと図 8.15 の回路で示される。本回生回路の特徴は $E_{d1} + E_{d2}$ が電源電圧 E_s 以下であっても昇圧作用による電力回生が可能なことである。

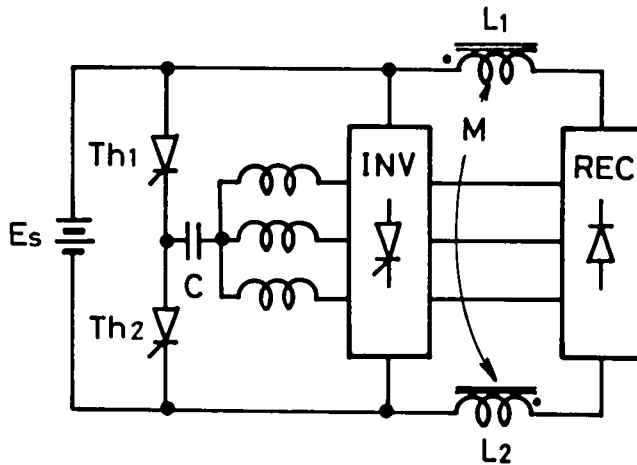


図 8.14 強制転流方式無整流子電動機主回路構成

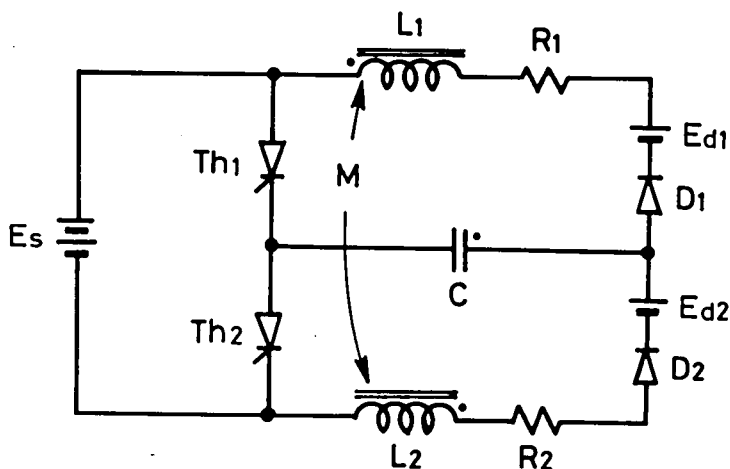


図 8.15 回生動作時の等価回路

サイリスタのゲート周波数を 20 Hz および 100 Hz として自然転流時と強制転流時の回生動作を図 8.15 の回路に対して計算した結果をそれぞれ図 8.16, 8.17 に示す。ここで各定数は以下の値である。

電 源 電 圧	E_S	: 37.5 V
整流直流電圧	$E_{d1}=E_{d2}$: 12 V
転流コンデンサ	C	: 60 μ F
自己インダクタンス	$L_1=L_2$: 108 mH
相互インダクタンス	M	: 98 mH
直 流 側 抵 抗	$R_1=R_2$: 7 Ω

図 8.18 はゲート周波数 100 Hz における実測電流波形のオシログラムを示す。これらの結果から、本回生回路の回生動作が良好に計算されていることがわかる。

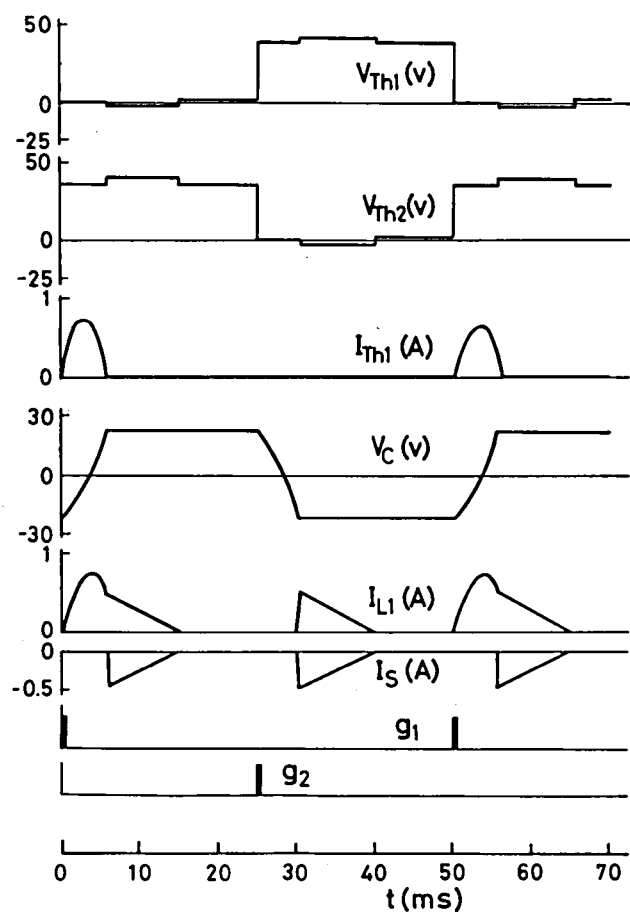


図 8.16 回生動作時の計算例（自然転流時）

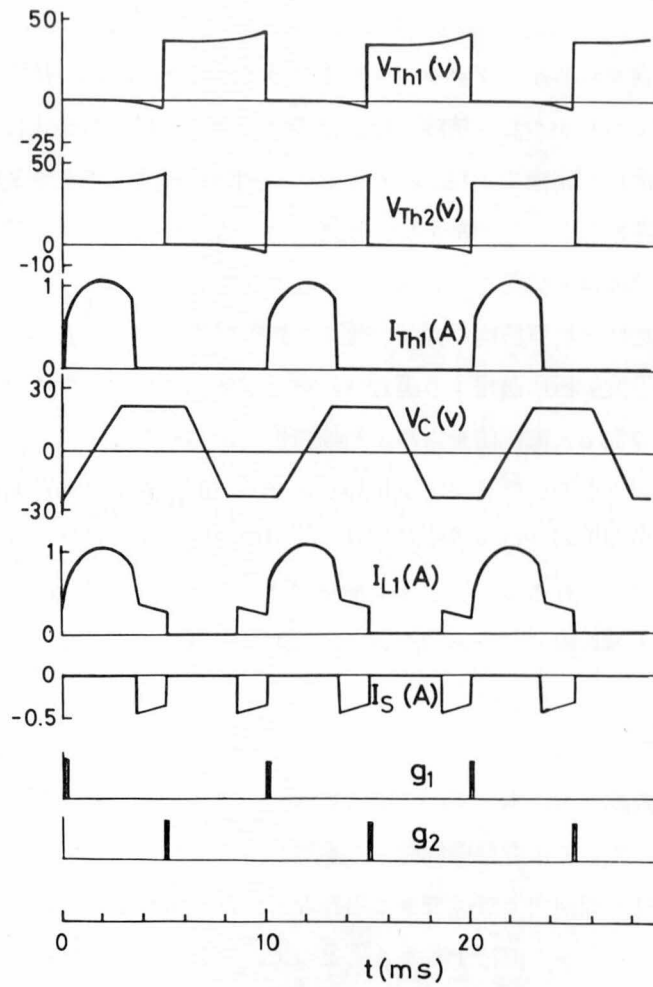


図 8.17 回生動作時の計算例（強制転流時）

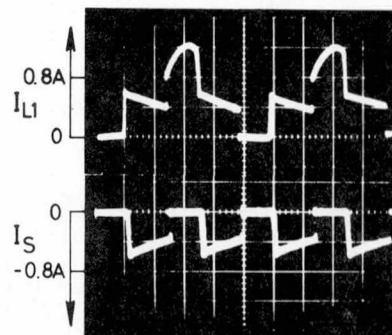


図 8.18 強制転流回生動作時の電流実測波形
(2ms/DIV)

8.6 結 言

サイリスタ回路に含まれるインダクタンスおよびコンデンサの時間に依存する動的特性を、安定な数値積分公式でありかつ計算精度の優れた手法である台形積分公式によって計算の各ステップ区間で等価な抵抗回路網で表現し、サイリスタ回路の過渡解析を直流解析に還元して解析する手法について考察した。このために、サイリスタなどのスイッチ素子はオン・オフに対応した有限値を有する非線形抵抗でこれをモデル化している。

台形積分公式は安定性・計算精度の両面で優れた数値解析手法であるが、これをサイリスタを含む電気回路網の過渡解析に適用する場合は、モード変化時の直後ですべてのインダクタンスおよびコンデンサの電圧・電流値を求める初期値解析が必要となる。そこで、回路にインダクタンスのカットセットあるいはコンデンサのタイセットが存在する場合も含めて、モード変化時の初期値解析を実行する計算方法を検討した。その結果、木枝に含まれるインダクタンスを短絡除去し補木枝に含まれるコンデンサを開放除去したグラフによって、 $\Delta t = 0$ とおいた台形公式による解析式から原グラフの初期値解析が実行できることを示し、その関係式を導出した。

さらに、上述の考察によってシミュレーションプログラムを作成し、幾つかの数値例を用いて本方式の有効性を確認した。本プログラムは基本的にはサイリスタを含む RLCM 電気回路網を対象としており、すべての電動機制御系へ適用し得るものではない。しかしながら回転数変動が電力変換器の動作周期内で無視できる場合などには、電動機側の電気的特性を簡素化して本方式のシミュレーションを実行することによって、電動機運転制御系の動作を解析することが可能となる場合も多いものと思われる。

第9章 結 論

サイリスタを中心とする電力用半導体素子は小形無接点の電力開閉素子としての長所からその応用範囲は益々拡大しつつある現状である。この結果、これらを用いた場合の電源のオン・オフに伴う高周波発生が電源系統へ与える影響も無視できず、いわゆるサイリスタ公害なる用語まで現われるようになった。しかしながら、無効電力補償の研究に代表されるようにサイリスタ応用時の弊害に対する対策も着実に進行しており、これら一連の電力用半導体素子を利用する各種の回路方式・制御方式の開発が産業界のあらゆる分野において今後も進展していくものと思われる。

このような開発の方向としては、PWM インバータによる誘導電動機制御に代表される確立された電力変換系を用いてそのシステムとしての制御機能の向上を促進することのほか、従来の電力変換回路を用いる場合であってもその特性を再検討することによって新たな電力変換・制御機能を有する方式が実現されるであろう。以上の視点から、本研究では電動機の運転制御に関して特に精密な速度制御の要求される場合の直流電動機および誘導電動機の新たな運転方式を検討し、さらに、電気自動車などの移動車輛駆動用電動機の運転制御について考察した。また、サイリスタ応用回路の電力断続制御特性解析におけるシミュレーションの重要性に関連して、アナログおよびデジタル計算機を用いた汎用シミュレーションの一方式を開発した。本研究で得られた主要な成果を要約すると以下ようになる。

(1) 代表的な非同期電動機である直流他励電動機および誘導電動機は、強制転流形サイリスタ整流器あるいはインバータの強制転流動作領域における出力電圧特性を効果的に利用して、これらの電動機を自制的に制御する定速度運転制御系を構成することができる。

(2) この自制式安定化機能を用いた運転方式によって、同一電源系統に接続される複数電動機の同時同期化運転が可能となる。

(3) 直流他励電動機へ本方式を適用する場合の定常および過渡特性は、強制転流を考慮した場合であっても比較的簡単な連続モデルによってこれを考察できる。

(4) 直流他励電動機の同期化運転方式に関しては、定常状態からの微小変動諸量間に定常状態量に依存した係数を有する三次の特性方程式が得られる。この解析結果より、一般に本方式は高速運転に適したものと考えられ、直流回路の電氣的時定数が小さい場合のほうが安定な同期

化運転が実現されることが判明した。

(5)誘導電動機へ本方式を適用して同期化運転を実現する場合は、一次側制御方式に比べて二次側制御方式が安定な同期化運転の可能な負荷範囲が拡大する。

(6)また、二次側整流回路の負荷として他励インバータを用いると、最適なインバータ動作点を設定することにより同期運転範囲はさらに拡大する。

(7)従来方式の無整流子電動機と同一構成の主回路を利用してインバータの動作を変更することにより、同一インバータ周波数で比較した場合の電動機回転数を倍増する運転が実現される。

(8)本方式の倍速無整流子電動機の平均値特性は従来方式で進み制御角を増加したものとはほぼ等価な特性となるが、電気自動車のように直流電源電圧の値が制限されている場合の高速運転用途には本方式が従来方式より優れている。

(9)両無整流子電動機の運転モードの切り換えは進み制御角を一定として比較的容易に実現できるが、最適制御角の考察など今後検討する必要がある。

(10)直巻界磁を強めた複巻の電動機に対して従来分巻電動機に適用されてきた電機子・界磁同時制御方式を用いることによって、簡単な制御で定トルク力行および回生動作が実現される。

(11)力行時には電機子の始動電流を所定の電動機発生トルクが得られる値に設定した後、ほぼ直線状に基準電流値に至るまで回転数の関数として電機子電流を制御すると良好な基準トルクでの力行運転特性が得られる。

(12)高速運転時にチョップのデューティ・ファクタを急減すると回生動作モードとなる。この際、電機子電流が過大となることを避けるうえからも制動トルク一定制御を実施することが望ましい。

(13)電動機の多機運転制御の具体化として無人搬送車走行用電動機の制御を目的とした3アームトランジスタチョップ方式の運転を実施した。本方式によって最小限のトランジスタを用いた左右両輪駆動の無人搬送車運転が可能となった。

(14)電流マイナーループを有するPI制御方式により十分に安定した走行制御が可能である。また、自立運転方式による回転走行実験結果では負荷の有無あるいは偏負荷による走行軌跡の変化は少く、今後の実用化が期待される。

(15)スピン走行に関しては左右両電動機のオン・オフ速度制御が好ましい。

以上のようなサイリスタを中心とする電動力応用回路は一般にその精密な特性解析が極めて繁雑となる。そこで、計算機を用いたシミュレーション方式に関して検討し、特に小規模のアナログ計算機に適した手法および計算精度の優れた台形積分公式を用いたデジタルシミュレ

ーションについて述べた。この結果、以下の結論が得られた。

(16)小信号用実サイリスタ・ダイオード素子を演算増幅器と組み合わせて使用することにより、比較器・制御論理回路・リレー接点回路などを不要とするサイリスタおよびダイオードのアナログシミュレータを構成できる。

(17)ダイオードシミュレータについては電圧入力形・電流入力形共に容易に構成されるが、サイリスタシミュレータに関しては電圧入力形より電流入力形のほうが優れている。したがって、可能な限り電流入力形の使用を想定して計算機回路を構成する必要がある。

(18)これらの一連のシミュレータの帰還インピーダンスに関しては、従来発表されている方式と同様の手法によってその周波数特性を標準化することが可能である。

(19)台形積分公式を一貫してサイリスタ回路の過渡解析に適用する場合には、モード変化時点での初期値解析が必要である。これは、原グラフに対して基準木の木枝に含まれるインダクタンスを短絡除去し補木枝に含まれるコンデンサを開放除去したグラフを $\Delta t = 0$ とおいて解析することにより可能となる。

参 考 文 献

- (1) 宮入：パワーエレクトロニクスとその動向；電気学会誌， Vol. 91， No. 10， pp. 1751－1758（昭. 46－10）
- (2) 池田：電力用半導体デバイスの現状と動向；電気学会誌， Vol. 100， No. 10， pp. 889－897（昭. 55－10）
- (3) 深尾：交流電動機デジタル制御の一般的動向；電気四学会連合大会， No. 10－1， pp. 2－53（昭. 55）
- (4) Y. Tsunehiro & N. Matsui: Analysis and design of current-fed inverter; in Conf. Rec. of the US－Japan Co-operative Science Seminar on Analysis and Design in Power Electronics, Kobe, pp. 129－138 (1981).
- (5) 秋山：インバータ駆動に適した誘導電動機の検討；電気学会回転機研究会， RM－79－9（昭. 54）
- (6) 上山編：サイリスタ制御 DC モータの運転と保守；電気書院， pp. 85（昭. 51－7）
- (7) T. Krishnan & B. Romaswani: A fast response DC motor speed control system; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-10, No. 5, pp. 643－651, Sept./Oct. (1974).
- (8) T. Ohmae, T. Matsuda, T. Suzuki, A. Azuma, K. Kamiyama & T. Konishi: A microprocessor controlled fast response speed regulator with dual mode current loop for DCM drives; in Conf. Rec. of 1979 Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp. 886－892 (1979).
- (9) 上山編：サイリスタ制御 AC モータの運転と保守；電気書院， pp. 20（昭. 52－10）
- (10) 杉本，三村，小山，大野：誘導電動機の伝達関数線形化制御法の理論と特性；第 50 回パワーエレクトロニクス研究会（昭. 57－8）
- (11) 宮入，常広：SCR を用いた無整流子電動機の研究（第 1 報）；電気学会誌， Vol. 82， No. 11， pp. 1741－1750（昭. 37－11）
- (12) 佐藤：無整流子電動機の研究；電気学会誌， Vol. 84， No. 8， pp. 1249－1257（昭. 39－8）
- (13) A. Tustin: Electric motors in which commutation is by switching devices such as controlled silicon rectifiers; Proc. IEE, Vol. 111, No. 1, pp. 151－152, Jan. (1964).
- (14) 武田，平紗：無整流子電動機の電機子利用率；電気学会誌， Vol. 93－B， No. 2， pp. 68－75（昭. 48－2）
- (15) 福田，藤原：無整流子電動機の解析；電気学会誌， Vol. 92－B， No. 9， pp. 487－496

(昭. 47-9)

- (16) 片岡, 西方: 無整流子電動機速度制御系の過渡特性解析; 電気学会誌, Vol. 99-B, No. 10, pp. 659-666 (昭. 54-10)
- (17) 上山編: サイリストモータの原理と運転; 電気書院, pp. 83 (昭. 49-6)
- (18) T. J. Maloney & F. L. Alvarado: A digital method for DC motor control; IEEE Trans. Ind. Elec. and Cont. Inst., Vol. IECI-23, No. 1, pp. 44-46, Feb. (1976).
- (19) A. K. Lin & W. W. Koepsel: A microprocessor speed control system; IEEE Trans. Ind. Elec. and Cont. Inst., Vol. IECI-24, No. 3, pp. 241-247, Aug. (1977).
- (20) H. L. Huy: A synchronous thyristorized DC motor drive; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-15, No. 2, pp. 183-188, Mar./Apr. (1979).
- (21) R. Moffat, P. C. Sen, R. Younker & M. M. Bayoumi: Digital phase-locked loop for induction motor speed control; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-15, No. 2, pp. 176-182, Mar./Apr. (1979).
- (22) P. C. Sen & M. L. Macdonald: Stability analysis of induction motor drives using phase-locked loop control system; IEEE Trans. Ind. Elec. and Cont. Inst., Vol. IECI-27, No. 3, pp. 147-155, Aug. (1980).
- (23) E. K. Howell: Solid-state control for DC motors provides variable speed with synchronous motor performance; IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl., Vol. IGA-2, No. 2, pp. 132-136, Mar./Apr. (1966).
- (24) 平根, 隈元: 直流電動機駆動における諸問題; 電気関係学会関西支部連合大会, S1-6, pp. S6 (昭. 53-10)
- (25) 平根, 隈元: 直流分巻電動機の交流電源同期化運転; 電気関係学会関西支部連合大会, G3-23, pp. G98 (昭. 53-10)
- (26) 隈元, 平根: 直流分巻電動機の交流電源分周同期化運転, 制御変換装置研究会, PCC-79-25 (昭. 54-2)
- (27) 平根, 隈元: 直流分巻電動機の交流電源分周同期化運転制御系の安定性について; 電気学会全国大会, No. 498, pp. 604 (昭. 54-4)
- (28) 隈元, 平根: 直流分巻電動機の交流電源分周同期化運転における整流器構成について; 電気学会全国大会, No. 499, pp. 589 (昭. 55-4)
- (29) 隈元, 平根: 直流分巻電動機の交流電源分周同期化運転; パワーエレクトロニクス研究会論文集, Vol. 7, pp. 25-28 (昭. 56-6)

- (30) 富士川, 隈元, 平根: サイリスタ混合ブリッジを用いた直流電動機の電源分周同期化運転; 電気関係学会関西支部連合大会, G3-3, pp. G70 (昭. 56-11)
- (31) 隈元, 平根: 新方式による直流他励電動機の同期化運転; 電気学会誌, Vol. 102-B, No. 6, pp. 395-401 (昭. 57-6)
- (32) 隈元, 平根: かご形誘導電動機の交流電源分周同期化運転; 電気学会全国大会, No. 565, pp. 688 (昭. 56-4)
- (33) 瓦井, 隈元, 平根: 自制式1次電圧制御方式による誘導電動機の交流電源分周同期化運転, 電気関係学会関西支部連合大会, G3A-22, pp. G96 (昭. 57-12)
- (34) 川本, 隈元, 平根: 三相誘導電動機の外部信号同期化運転に関する研究; 電気関係学会関西支部連合大会, G3-24, pp. G82 (昭. 55-11)
- (35) 川本, 永安, 隈元, 平根: 3相誘導電動機の外部信号同期化運転に関する研究〔Ⅱ〕, 電気学会全国大会, No. 546, pp. 657 (昭. 56-4)
- (36) 平根, 隈元: 誘導電動機の外部信号同期化運転; 半導体電力変換装置研究会, SPC-81-30 (昭. 56-8)
- (37) 堀: 中性点分離整流方式における誘導電動機の特性; 電気学会誌, Vol. 91, No. 2, pp. 365-374 (昭. 46-2)
- (38) 原島: 電気自動車とエレクトロニクス; 電気学会誌, Vol. 96, No. 11, pp. 988-992 (昭. 51-11)
- (39) 岸田: モデル地区での電気バスの運行; 国際電気自動車フォーラム'81資料, 日本電動車輦協会 (昭. 56-9)
- (40) B. K. Bose & R. L. Steigerwald: A DC motor control system for electric vehicle; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-14, No. 6, pp. 565-572, Nov./Dec. (1978).
- (41) B. K. Bose & H. Sutherland: A microcomputer based real time feedback controller for an electric vehicle drive system; in Conf. Rec. of 1979 Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp. 743-748 (1979).
- (42) R. L. Steigerwald: A two-quadrant transistor chopper for an electric vehicle drive; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, No. 4, pp. 535-541, Jul./Aug. (1980).
- (43) 平根: 直流無整流子電動機の広範囲速度制御方式; 電気学会誌, Vol. 94-B, No. 10, pp. 511-518 (昭. 49-10)
- (44) 平根, 隈元: 倍速無刷子電動機の研究; 電気学会全国大会, No. 567, pp. 728-729 (昭. 47)

- (45) Y. Hirane & A. Kumamoto; A double speed commutator-less motor; in Conf. Rec. of 1979 Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp. 922-927 (1979).
- (46) 多田限, 田中, 稲垣: 電気自動車用電動機, 制御装置の評価; 電気学会誌, Vol. 96-B, No 2, pp. 67-74 (昭. 51-2)
- (47) 大前, 内藤, 石塚: バッテリハイブリッド式電気自動車の一充電距離計算法; 電気学会誌, Vol. 100-B, No 5, pp. 281-287 (昭. 55-5)
- (48) 安陪, 平田, 中野: 電気自動車用新形複巻電動機の提案; 第3回ビークオートメーションシンポジウム論文集, pp. 53-54 (昭. 55-1)
- (49) 矢田: モータコントローラの問題点と将来展望; 国際電気自動車フォーラム '81 資料, 日本電動車輻協会 (昭. 56-9)
- (50) 平根: 電気自動車用複巻電動機の2象限運転装置; 第4回ビークルオートメーションシンポジウム論文集, pp. 27-28 (昭. 56-1)
- (51) Y. Hirane & A. Kumamoto: Control of DC motor drive; in Conf. Rec. of the US-Japan Co-operative Science Seminar on Analysis and Design in Power Electronics, Kobe, pp. 169-177 (1981).
- (52) 限元, 平根: 電気自動車用無線点化2象限運転装置とその特性解析; システムと制御, Vol. 26, No 7, pp. 433-439 (昭. 57-7)
- (53) S. B. Dewan & G. R. Slemon: Multiaxle A.C. traction drives using thyristor converters; in Conf. Rec. of IEE 2nd Electrical Variable Speed Drives; London, pp. 108-111 (1979).
- (54) 金沢, 山本, 畑, 村田, 大庭, 田中: 小物搬送無人車「ミニカート」; 神鋼電機枝報, Vol. 26, No 4, pp. 50-56 (昭. 56)
- (55) 限元, 平根: 3アームトランジスタチョッパの諸特性と無人搬送車走行用電動機制御への応用; システムと制御投稿中
- (56) 平紗: サイリスタ制御電気機械系の解析法; システムと制御, Vol. 19, No 11, pp. 565-572 (昭. 50-11)
- (57) 松井, 常広, 足立: 整流器が含まれる電気機械の解析法; 電気学会誌, Vol. 92-B, No 10, pp. 531-540 (昭. 47-10)
- (58) 原島: サイリスタ回路の解析; 電気学会誌, Vol. 95, No 6, pp. 526-533 (昭. 50-6)
- (59) C. J. Amato: Analog computer simulation of an SCR as applied to a cycloconverter; IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl., Vol. IGA-2, No. 2, pp. 137-140, Mar./Apr. (1966).

- (60) ベドフォード, ホフト, 今井訳: インバータ回路; コロナ, pp. 91 (昭. 43)
- (61) T. A. Lipo: Analog computer simulation of a three-phase full wave controlled rectifier bridge; Proc. of IEEE, Vol. 57, pp. 2137-2146 (1969).
- (62) 松村: 整流器を含む回路のアナログシミュレーション; 計測自動制御学会論文誌, Vol. 6, No. 4, pp. 312-318 (昭. 45-8)
- (63) 知野: サイリスタ電源で運転される直流他励電動機のアナログシミュレーション; 電気学会誌, Vol. 94-B, No. 5, pp. 233-240 (昭. 49-5)
- (64) 丸橋, 中岡, 古森, 津村: サイリスタ回路のアナログハイブリッドシミュレーションと最適設計への応用; 電気学会誌, Vol. 96-C, No. 5, pp. 101-108 (昭. 51-5)
- (65) T. A. Lipo: Analog and hybrid simulation of static power converter systems; in Conf. Rec. of the US-Japan Co-operative Science Seminar on Analysis and Design in Power Electronics, Kobe, pp. 55-65 (1981).
- (66) J. G. Kassakian: Simulating power electronic systems - an overview; in Conf. Rec. of the US-Japan Co-operative Science Seminar on Analysis and Design in Power Electronics, Kobe, pp. 45-54 (1981).
- (67) 村上, 小坂, 西村, 佐久間: サイリスタ回路のシミュレーションプログラムとその応用; 電気学会誌, Vol. 91, No. 7, pp. 1301-1309 (昭. 46-7)
- (68) 熊野, 寺野: スイッチング回路シミュレーションプログラムとその応用; 制御変換装置研究会, PCC-72-14 (昭. 47-7)
- (69) G. N. Revankar: Digital computation of SCR chopper circuits; IEEE Trans. Ind. Elec. and Cont. Inst., Vol. IECI-20, No. 1, pp. 20-23, Feb. (1973).
- (70) 山下, 中前: サイリスタ回路のシミュレーションの一方法; 電気学会誌, Vol. 93-B, No. 1, pp. 18-24 (昭. 48-1)
- (71) T. Kutman: A method of digital computation for SCR circuits; IEEE Trans. Ind. Elec. and Cont. Inst., Vol. IECI-21, No. 2, pp. 80-83, May. (1974).
- (72) G. N. Revanker, P. K. Srivastava & R. N. Jawle: Computer analysis of SCR circuits; IEEE Trans. Ind. Elec. and Cont. Inst., Vol. IECI-20, No. 1, pp. 48-54, Feb. (1975).
- (73) 羽根田, 丸橋, 楠本: タブロー法によるサイリスタ回路のデジタルシミュレーション; 電気学会誌, Vol. 99-B, No. 7, pp. 433-440 (昭. 54-7)
- (74) 平根, 隈元: サイリスタ・アナログシミュレータ; 第17回自動制御連合講演会; No. 2009, pp. 289-290 (昭. 49-11)

- (75) 隈元, 平根: シミュレータによるサイリスタ・チョップ直巻電動機制御系のアナログ・シミュレーション; 電気学会全国大会, № 799, pp. 1004 (昭. 50-4)
- (76) 隈元, 平根: 電圧入力形サイリスタ・アナログシミュレータ; 電気関係学会関西支部連合大会, G3-45, pp. G97 (昭. 50-11)
- (77) 隈元, 平根: 実素子を用いたサイリスタ回路のアナログシミュレーション; シミュレーション技術研究会論文集, Vol. III, № 7, pp. 25-30 (昭. 50-12)
- (78) 隈元, 平根: 実素子を用いたサイリスタ回路のアナログシミュレーション; パワーエレクトロニクス研究会論文集, Vol. 1, pp. 154-159 (昭. 50-12)
- (79) 隈元, 平根: 実素子を用いたサイリスタ・アナログシミュレータに関する簡素化と安定化について; 電気学会全国大会, № 528, pp. 653 (昭. 51-4)
- (80) 隈元, 平根: サイリスタ回路の一アナログシミュレーション手法; 第20期 日本自動制御協会学術講演会, I 1, pp. 93-96 (昭. 51-5)
- (81) 隈元, 平根: 電圧入力形ダイオード・アナログシミュレータの構成法; 電気学会全国大会, № 792, pp. 1011 (昭. 52-7)
- (82) 谷口, 隈元, 平根: サイリスタ回路解析汎用プログラムの一方式; 電気学会全国大会, № 713, pp. 904 (昭. 52-7)
- (83) 隈元, 谷口, 平根: サイリスタ回路汎用シミュレーションプログラムの一手法: パワーエレクトロニクス研究会論文集; Vol. 3, pp. 71-78 (昭. 52-10)
- (84) 隈元, 谷口, 平根: サイリスタ回路解析汎用プログラムの一考察; 電気関係学会関西支部連合大会, G3-30, pp. G108 (昭. 52-11)
- (85) 谷口, 隈元, 平根: サイリスタ回路汎用シミュレーションプログラムに関する一考察; 電気学会全国大会, № 583, pp. 698 (昭. 53-3)
- (86) 隈元, 平根: サイリスタ回路汎用シミュレーションプログラムの一考察; 情報処理研究会, IP-78-38 (昭. 53-7)
- (87) A. Kumamoto & Y. Hirane: Digital simulation of thyristor circuits; Technol. Rep. Kansai Univ., Vol. 24, pp. 61-70, Mar. (1983).
- (88) 数野: 直列ダイオード方式三相サイリスタブリッジの転流について; 電気学会誌, Vol. 90, pp. 1960-1969 (昭. 45-10)
- (89) 片岡, 水町, 小玉, 宮入: 三相 PWM 制御方式整流回路; 電気学会全国大会, № 661, pp. 829 (昭. 52)
- (90) D. P. Carroll, S. S. ABD-El-Hamid & F. Nozari: A simplified analytical model for a current-fed

- force-commutated converter; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, No. 4, pp. 501-512, Jul./Aug. (1980).
- (91) J. P. Scena, R. Hernandez & L. L. Frenis: Stability study of controlled rectifiers using a new discrete model; Proc. IEE, Vol. 119, No. 9, pp. 1285-1293 (1972).
 - (92) A. Lavi & R. J. Polge: Induction motor speed control with static inverter in the rotor; IEEE Trans. Power Appr. Sys., Vol. PAS-85, No. 1, pp. 76-84, Jan. (1966).
 - (93) W. Shepherd & J. Stanway: Slip power recovery in an induction motor by the use of a thyristor inverter; IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl., Vol. IGA-5, No. 1, pp. 74-82, Jan./Feb. (1969).
 - (94) P. C. Sen; Rotor chopper control for induction motor drive; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-11, No. 1, pp. 43-49, Jan./Feb. (1975).
 - (95) 作井, 藤田: 二次側にサイリスタチョップを有する巻線形誘導電動機の特性; 電気学会誌, Vol. 98, No. 12, pp. 947-954 (昭. 53-12)
 - (96) 堀: 誘導電動機の静止二次励磁方式の特性; 電気学会誌, Vol. 87, No. 9, pp. 1797-1805 (昭. 42-9)
 - (97) 大野, 赤松: 自製式インバータによる誘導電動機の二次励磁; 電気学会誌, Vol. 88, No. 10, pp. 1911-1920 (昭. 43-10)
 - (98) 宮入: エネルギー変換工学入門上; 丸善, pp. 24 (昭. 44-4)
 - (99) 入江, 吉岡, 石崎: サイリスタ可逆チョップによる直流電動機の電機子・界磁同時制御; 電気四学会連合大会, pp. 804 (昭. 45)
 - (100) 藤井, 石崎: 方形波電圧駆動直流他励電動機の定常特性; 電気学会誌, Vol. 93-B, No. 8, pp. 363-369 (昭. 48-8)
 - (101) 宮入編: サイリスタ応用ハンドブック; 日刊工業新聞社, pp. 193 (昭. 50-8)
 - (102) 自動化技術編集部: 移動ロボットの現状と今後の課題; 自動化技術, Vol. 13, No. 10, pp. 18-20 (昭. 56-10)
 - (103) 津村: 無人車を用いた搬送システムの現状を探る; 省力と自動化, Vol. 13, No. 5, pp. 29-34 (昭. 57-5)
 - (104) 津村: ビークルオートメーションにおける位置決定法; システムと制御, Vol. 25, No. 3, pp. 134-141 (昭. 56-3)
 - (105) 油田, 金山, 飯島: 超音波発信方式移動ロボット; 自動化技術, Vol. 13, No. 10, pp. 33-36 (昭. 56-10)
 - (106) 津村, 藤原, 白川, 岡崎: 地図上のコース指示による移動体の自動誘導; システムと制御,

- Vol. 25, No 3, pp. 167-174 (昭. 56-3).
- (107) 中村：電磁誘導方式無人車；自動化技術；Vol. 13, No 10, pp. 51-55 (昭. 56-10)
 - (108) 井上：DDC の現状 (3)；システムと制御, Vol. 17, No 3, pp. 175-181 (昭. 48-3)
 - (109) 津村, 藤原, 橋本：自動誘導ができる手押し車；システムと制御, Vol. 26, No 6 別冊, pp. 24 (昭. 57-6)
 - (110) サイリスタエレクトロニクス編集委員会：サイリスタエレクトロニクス 3；丸善, pp. 11 (昭. 49-2)
 - (111) 古関, 正田：他励変換装置を含むフィードバックシステムの伝達関数形モデル；電気学会誌, Vol. 95-B, No 6, pp. 37-44 (昭. 50-6)
 - (112) 平根, 隈元：ターンオフタイムを考慮したサイリスタ回路のアナログシミュレーション；電気学会全国大会, No 561, pp. 704 (昭. 48-4)
 - (113) 平根, 隈元：ターンオフタイムを考慮した複数サイリスタ回路のアナログシミュレーション；電気学会全国大会, No 445, pp. 556 (昭. 49-4)
 - (114) 平根：サイリスタチョッパ回路；制御工学, Vol. 12, No 4, pp. 188-196 (昭. 43-4)
 - (115) 手塚慶一：電子計算機基礎論；昭晃堂, pp. 127 (昭. 53-5)
 - (116) 電子通信学会編：電子回路の CAD；電子通信学会 (昭. 48-12)
 - (117) CALAHAN 著, 鈴木, 井上訳：コンピュータによる電子回路設計；日刊工業新聞社 (昭. 49-8)
 - (118) 和久井, 下村：電子回路の CAD；日刊工業新聞社 (昭. 50-6)

謝 辞

本論文は、筆者が関西大学工学部に勤務して以来、平根喜久助教授の御指導のもとに行なってきた研究をまとめたものである。本研究の遂行にあたり、終止御懇篤なる御指導と御鞭達を賜った同助教授に厚く感謝の意を表する。

また、京都大学工学部桑原道義教授には、筆者の在学中より長年にわたり幾多の御指導と御助言を賜わり、かつ、本研究をまとめるに際して有益な御教示をいただいた。本稿を終えるにあたってここに厚く御礼申し上げる。

なお、特に第6章に関連して供試無人搬送車の製作および実験結果の整理に御協力を仰いだ亀井茂樹常務取締役を始めとする日立機電工業株式会社の関係各位に深く感謝する。

最後に、関西大学大学院工学研究科生として種々の面で御協力をいただいた谷口敬二，川本俊行，富士川恵市，永安市郎，瓦井喜一郎の諸兄に心から感謝する。